

И.П. ЖЕРЕБЦОВ • ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

И.П. ЖЕРЕБЦОВ

# ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

И. П. ЖЕРЕБЦОВ

---

# ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

5-е издание,  
переработанное и дополненное



---

Ленинград  
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ  
Ленинградское отделение  
1989



ББК 32.85  
Ж 59  
УДК 621.382

Рецензент *А. Л. Драбкин*

**Жеребцов И. П.**

Ж59 Основы электроники. — 5-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989. — 352 с.: ил.  
ISBN 5-283-04448-3

Описываются физические процессы в полупроводниковых и электровакуумных приборах, в интегральных микросхемах и некоторых специальных приборах современной электроники, устройство, характеристики и параметры приборов, а также некоторые особенности их применения. Четвертое издание вышло в 1985 г. Настоящее издание дополнено материалами по пьезоэлектронике, акустоэлектронике, магнитоэлектронике, квантовой электронике, криоэлектронике, хемотронике и молекулярной электронике. Сокращены главы по электронным лампам.

Для инженерно-технических работников; может быть также полезной студентам вузов и техникумов, изучающим основы радиоэлектроники.

Ж  $\frac{2301000000 - 115}{051(01) - 89}$  222 — 89

ББК 32.85

Производственное издание

**ЖЕРЕБЦОВ ИВАН ПЕТРОВИЧ**

## **ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ**

Редактор *С. С. Полигнотова*

Переплет художника *В. Т. Левченко*

Художественный редактор *Т. Ю. Теплуцкая*

Технический редактор *Н. А. Минеева*

Корректор *Н. Б. Чухуткина*

ИБ № 2441

Сдано в набор 30.09.88. Подписано в печать 09.02.89. М-32018. Формат 70 × 100<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага офс. № 2. Гарнитура Таймс. Печать офсетная. Усл. печ. л. 28,6. Усл. кр.-отт. 57,2. Уч.-изд. л. 31,01. Тираж 100000 экз. Заказ № 1774. Цена 3 р.  
Энергоатомиздат, Ленинградское отделение.  
191065 Ленинград, Д-65, Марсово поле, 1.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.

ISBN 5-283-04448-3

© Энергоатомиздат, 1985  
© Энергоатомиздат, изменения  
и дополнения, 1989

## ПРЕДИСЛОВИЕ

---

Современный научно-технический прогресс тесно связан с развитием электроники. Успехи электроники являются результатом создания разнообразных и замечательных по своим свойствам электровакуумных и полупроводниковых приборов. Чтобы изучить современную радиоэлектронику, надо прежде всего знать принципы устройства и физические основы работы этих приборов, их характеристики, параметры и важнейшие свойства, определяющие возможность их применения в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА). Этим вопросам и посвящена данная книга.

В настоящее время число различных типов приборов электроники так велико, что не представляется возможным рассмотреть все приборы. Такая попытка привела бы к чрезмерному увеличению объема книги или к слишком неполному и поверхностному описанию ряда приборов. Поэтому из рассмотрения исключены некоторые приборы, не имеющие массового применения или не выпускаемые промышленностью.

Полупроводниковые приборы рассматриваются первыми, потому что для многих читателей, имеющих дело с РЭА только на полупроводниках, изучение электровакуумных приборов становится уже излишним.

Более глубоко и подробно в книге освещены те вопросы, которые автор считает особенно важными. Помимо самих приборов рассматриваются также некоторые случаи их применения, чтобы создать у читателей достаточно полное представление о том или ином приборе.

В пятом издании книги расширены сведения о полупроводниковых приборах, микроэлектронике и оптоэлектронике, а также имеются главы по некоторым специальным направлениям электроники (пьезоэлектроника, акустоэлектроника, магнитоэлектроника, квантовая электроника, криоэлектроника, хемотроника, молекулярная электроника). Главы по электронным лампам значительно сокращены, но не исключены, потому что имеется еще много аппаратуры, работающей на электронных лампах.

Автор признателен д-ру техн. наук проф. А. Л. Дробкину за тщательную рецензию рукописи и ценные замечания. Всем лицам, сделавшим замечания по предыдущим изданиям книги, автор выражает благодарность.

Отзывы о книге, пожелания и предложения просьба посылать по адресу: 191065, Ленинград, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

*Автор*

### В.1. ЭЛЕКТРОНИКА В НАРОДНОМ ХОЗЯЙСТВЕ

Электроника представляет собой бурно развивающуюся область науки и техники. Она изучает принципы устройства, работы и применения различных электронных приборов. К *физической электронике* относятся электронные и ионные процессы в вакууме, газах и полупроводниках, на поверхности раздела между вакуумом или газом и твердыми или жидкими телами. В *технической электронике* изучается устройство электронных приборов и их применение в технике. Область, посвященную применению электронных приборов в промышленности, называют *промышленной электроникой*.

Успехи электроники в значительной степени объясняются развитием радиотехники. Обе области развивались в тесной взаимной связи. Их часто объединяют и называют *радиоэлектроникой*. Электронные приборы служат основными элементами радиотехнических устройств и определяют важнейшие показатели радиоаппаратуры. С другой стороны, многие проблемы в радиотехнике привели к изобретению новых и совершенствованию существующих электронных приборов. Эти приборы применяются в радиосвязи, телевидении, при записи и воспроизведении звука, в радиолокации, радионавигации, радиотелеуправлении и других областях радиоэлектроники. Вместе с тем электроника проникла во все отрасли современной науки, техники, промышленности. Элект-

ронные приборы используются в автоматике, телемеханике, проводной связи, звуковом кино, атомной и ракетной технике, астрономии, метеорологии, геофизике, медицине, биологии, физике, химии, металлургии, машиностроении, различных областях измерительной техники и т. д.

Прогресс электроники содействовал развитию кибернетики — науки, занимающейся вопросами управления и связи в машинах и живых организмах, а также созданию быстродействующих электронных вычислительных машин. Без электронной аппаратуры невозможно исследование космоса с помощью спутников, ракет, космических кораблей и автоматических межпланетных станций.

Электронные устройства позволяют проводить разнообразные исследования и измерения, в частности такие, которые сами не имеют ничего общего с электроникой. Электронные усилители, генераторы, выпрямители, осциллографы, измерительные приборы и другие устройства стали мощным средством для научных исследований, автоматизации и контроля производственных процессов. Методы электроники значительно улучшили изучение свойств многочисленных веществ, существующих в природе, позволили глубже познать строение материи, приблизили нас к более правильному пониманию закономерностей материального мира.

Большие задачи в области электроники поставлены XXVII съездом КПСС. Утвержденная съездом в новой редакции Программа КПСС подчеркивает, что



приоритетное развитие среди других направлений получит микроэлектроника.

Много внимания уделено электронике в «Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1986–1990 годы и на период до 2000 года». Предусмотрено широко внедрять в народное хозяйство электронно-лучевую технологию, высокими темпами наращивать применение современных высокопроизводительных электронных вычислительных машин всех классов, развивать микроэлектронику и квантовую электронику, внедрять автоматические линии, машины и оборудование со встроенными средствами микропроцессорной техники.

В энергетическом машиностроении поставлена задача повысить степень автоматизации на основе микропроцессорной техники. Будет развиваться производство силовых полупроводниковых приборов и модулей в электротехнической промышленности. В приборостроении опережающими темпами должно осуществляться изготовление высоконадежных систем промышленной автоматики на базе электроники, выпуск ЭВМ высокого быстродействия, персональных ЭВМ. Электронная промышленность опережающими темпами будет развиваться во многих республиках нашей страны.

Важную роль в развитии электроники играет углубление и совершенствование сотрудничества и социалистической экономической интеграции стран — членов СЭВ. В рамках СЭВ предусмотрена совместная работа различных стран по созданию новых полупроводниковых материалов, а также специализация производства полупроводниковых приборов и микроэлектронных схем.

## **В.2. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ ПО ИСТОРИИ ЭЛЕКТРОНИКИ**

Фундамент для электроники был заложен работами физиков в XVIII и XIX веках. Первые в мире исследования электрических разрядов в воздухе осу-

ществили в XVIII в. академики М. В. Ломоносов и Г. В. Рихман в России и независимо от них американский ученый Б. Франклин. Важным событием явилось открытие электрической дуги академиком В. В. Петровым в 1802 г. Прохождение электрического тока в разреженных газах исследовали в прошлом веке в Англии У. Крукс, Д. Д. Томсон, Д. С. Э. Таундсенд, Ф. У. Астон, а в Германии — Г. И. В. Гейслер, И. В. Гитторф, Ю. Плюккер и другие ученые. В 1873 г. русский электротехник А. Н. Лодыгин изобрел первый в мире электровакуумный прибор — лампу накаливания. Независимо от него такую же лампу создал и усовершенствовал американский изобретатель Т. А. Эдисон. Электрическую дугу впервые применил для целей освещения П. Н. Яблочков в 1876 г.

Большую роль в возникновении электроники сыграла электронная теория, разработанная в конце XIX и начале XX века рядом выдающихся физиков.

В 1887 г. немецкий физик Г. Р. Герц, известный своими опытами с электромагнитными волнами, открыл фотоэлектрический эффект, а исследования этого явления, начатые в 1888 г. в России А. Г. Столетовым, и открытие им законов фотоэффекта положили начало развитию фотоэлектронных приборов. Объяснение фотоэффекта было дано на основе теории квантов А. Эйнштейном лишь в 1905 г. Следует отметить, что в 1888 г. в России В. А. Ульянин впервые изготовил селеновые полупроводниковые фотоэлементы.

Термоэлектронная эмиссия была открыта в 1884 г. Т. А. Эдисоном, но сам он, не зная об электронах, не мог объяснить это явление. В 1901 г. О. У. Ричардсон (Англия) провел детальное исследование термоэлектронной эмиссии. Первая электронно-лучевая трубка с холодным катодом была создана в 1897 г. К. Ф. Брауном (Германия).

Использование электронных приборов в радиотехнике началось с того, что в 1904 г. английский ученый Д. А. Флеминг применил двухэлектродную лампу с накаливаемым катодом для выпрямления (детектирования) высокочастотных колебаний в радиоприемнике.

Примерно в то же время А. Венельт (Германия) открыл и исследовал повышенную электронную эмиссию проволок, покрытых оксидами щелочноземельных металлов. Эти исследования привели впоследствии к широкому применению в современных электронных приборах оксидного катода. Важным изобретением было создание в 1905 г. А. Хеллом в США газонаполненного диода (газотрона).

В 1907 г. американский инженер Л. Форест ввел в лампу управляющую сетку, т. е. создал первый триод. В том же 1907 г. профессор Петербургского технологического института Б. Л. Розинг предложил применить электронно-лучевую трубку для приема изображений и в последующие годы экспериментально подтвердил свои идеи. Это дает нам право считать Б. Л. Розинга одним из основоположников современного телевидения.

Большой интерес представляет создание в 1909—1911 гг. в России В. И. Коваленковым первых триодов для усиления в дальней телефонной связи. Несколько позже он сконструировал для тех же целей первые четырехэлектродные лампы (с дополнительной сеткой). Аналогичные лампы с двумя сетками создал И. Ленгмюр в США. В 1913 г. немецкий инженер А. Мейснер впервые применил триод для генерации электрических колебаний.

Первые отечественные триоды для приема радиосигналов изготовили в 1914—1916 гг. независимо друг от друга Н. Д. Папалекси и М. А. Бонч-Бруевич. Работая на радиостанции в Твери (ныне г. Калинин), М. А. Бонч-Бруевич совершенствовал конструкцию радиоламп и стремился к созданию отечественной электровакуумной промышленности. Однако до 1917 г. изобретения и исследования в области электроники представляли собой лишь героические усилия отдельных ученых и в России не было создано ни одного научного учреждения, занимающегося вопросами электроники.

Перелом наступил после Великой Октябрьской социалистической революции. В 1918 г. по указанию В. И. Ленина была организована Нижегородская

радиолaborатория, в которой под руководством М. А. Бонч-Бруевича разрабатывались мощные генераторные и мало-мощные радиолампы. Активное участие в этих работах принимали Б. А. Остроумов, А. М. Кугушев, Н. А. Никитин, П. А. Остряков и многие другие.

В 1918—1919 гг. М. А. Бонч-Бруевич разработал теорию триода, имевшую большое значение для проектирования электронных ламп. Затем он же создал теорию усиления электрических колебаний с помощью триода. (Аналогичные работы независимо от М. А. Бонч-Бруевича опубликовал немецкий ученый Г. Г. Баркгаузен, известный многими важными трудами в области электронных ламп. К тому же времени относится введение в лампу экранирующей сетки немецким ученым В. Шотки.)

Коллектив сотрудников Нижегородской радиолaborатории, вдохновляемый идеями В. И. Ленина о радиофикации, в трудных условиях сумел за короткий срок наладить производство генераторных и приемно-усилительных ламп. Особого внимания заслуживает изобретение М. А. Бонч-Бруевичем мощной генераторной лампы с водяным охлаждением. Таких ламп не было за рубежом. Видные немецкие радиоспециалисты, ознакомившись с достижениями Нижегородской радиолaborатории, признали приоритет нашей страны в создании мощных генераторных ламп. Значительный интерес представляли работы А. Л. Минца, Н. Н. Оганова и А. М. Кугушева по конструированию разборных генераторных ламп. В Нижегородской радиолaborатории были также созданы под руководством В. П. Володина мощные ртутные выпрямители.

Большие работы по созданию электровакуумных приборов развернулись в Ленинграде. Здесь успешно работали наши ученые А. А. Чернышев, М. М. Богословский, В. И. Волынкин, С. А. Векшинский, С. И. Зилитинкевич, С. А. Оболенский, А. А. Шапошников, С. А. Зусмановский, А. Г. Александров и др. Важное значение имело изобретение подогревного катода А. А. Чернышевым в 1921 г. В результате всех исследовательских работ в СССР было налажено мас-

совое производство самых разнообразных электронных ламп.

В 1922 г. сотрудник Нижегородской радиолaborатории О. В. Лосев открыл возможность генерации и усиления электрических колебаний с помощью кристаллического (полупроводникового) детектора. Он же открыл явление свечения контакта в детекторе. К сожалению, эти открытия О. В. Лосева не получили должного развития, а сам он погиб во время блокады Ленинграда. В течение длительного времени проводились лишь теоретические исследования полупроводников и разрабатывались различные типы полупроводниковых выпрямителей.

С 1920 по 1930 г. значительные успехи в создании различных электронных приборов были достигнуты за границей. В 1926 г. А. Хелл в США усовершенствовал лампы с экранирующей сеткой, а в 1930 г. он предложил пентод, ставший одной из наиболее распространенных ламп. Были улучшены газотроны и изобретены тиратроны (газонаполненные триоды). Следующее десятилетие ознаменовалось рядом выдающихся открытий и изобретений в области электроники. В 1930 г. в СССР Л. А. Кубецкий изобрел фотоэлектронные умножители, конструкции которых значительно усовершенствовали С. А. Векшинский и П. В. Тимофеев. Аналогичные приборы были разработаны в США Г. Фарнсвортом. Первое предложение о специальных передающих телевизионных трубках сделали независимо друг от друга в 1930–1931 гг. А. П. Константинов и С. И. Катаев (СССР). Подобные трубки, названные иконоскопами, построил в США В. К. Зворыкин. Изобретение таких трубок открыло широкие возможности для развития телевидения.

В 1933 г. П. В. Шмаков и П. В. Тимофеев (СССР) предложили более чувствительные передающие трубки — супериконоскопы, или суперэмитроны, позволившие вести телевизионные передачи без сильного искусственного освещения. А в 1939 г. советский ученый Г. В. Брауде высказал идею создания еще более чувствительной передающей

трубки, названной суперортиконом. К тридцатым годам относятся первые эксперименты с очень простыми передающими телевизионными трубками, получившими впоследствии название видиконов. Идея их создания была выдвинута А. А. Чернышевым еще в 1925 г. Первые практические образцы суперортиконов и видиконов появились в США только в 1946–1950 гг.

Другим направлением, в котором советские ученые сделали ряд выдающихся открытий и изобретений, было создание специальных электронных приборов для сверхвысоких частот (СВЧ). Советский радиофизик Д. А. Рожанский в 1932 г. предложил создать приборы с модуляцией электронного потока по скорости. По его идеям А. Н. Арсеньева и О. Хейль (СССР) в 1939 г. построили первые такие приборы для усиления и генерации колебаний СВЧ, названные пролетными клистродами. Их также разрабатывали в США Р. Варриан и С. Варриан. В 1940 г. В. Ф. Коваленко (СССР) изобрел более простой, отражательный, клистрон, который широко используется для генерации колебаний СВЧ.

Большое значение для техники дециметровых волн имели работы Н. Д. Демяткова, Е. Н. Данильцева, В. К. Хохлова и М. Д. Гуревича (СССР), которые в 1938–1941 гг. сконструировали триоды с плоскими дисковыми электродами. По этому принципу в Германии были изготовлены металлокерамические и в США — маячковые лампы. Для генерации мощных колебаний СВЧ широко применяются магнетроны. Впервые магнетрон был предложен в 1921 г. А. Хеллом. Исследования по магнетронам много лет проводили советские ученые А. А. Слуцкий, М. Т. Грехова, Д. С. Штейнберг, В. И. Калинин, С. А. Зусмановский, В. С. Лукошков, С. Я. Брауде, а также ряд иностранных ученых, как, например, Х. Яги и К. Окабе в Японии, Л. Бриллюен во Франции, Е. Хабанн в Германии и др. Однако современные магнетроны ведут свое начало с 1936–1937 гг., когда по идеям М. А. Бонч-Бруевича его сотрудники В. Ф. Алексеев и Д. Е. Маляров разработали так



называемые многорезонаторные магнетроны.

В течение тридцатых годов и позже происходило интенсивное развитие полупроводниковой электроники. Особенно большой вклад в теорию и практику полупроводников внесла группа советских ученых, работавших в Ленинградском физико-техническом институте под руководством академика А. Ф. Иоффе. Ученые исследовали физические процессы в полупроводниках, влияние примесей на эти процессы, термоэлектрические и фотоэлектрические свойства полупроводников, выпрямление переменного тока полупроводниковыми приборами. Эксперименты, проводимые советскими учеными, блестяще подтверждали теорию полупроводников, созданную школой академика А. Ф. Иоффе.

Над развитием теории полупроводников и полупроводниковых выпрямителей в СССР помимо А. Ф. Иоффе успешно работали Я. И. Френкель, И. В. Курчатов, Б. И. Давыдов, А. И. Губанов, Б. Т. Коломиец, Д. Н. Наследов, Д. И. Блохинцев, В. Е. Лашкарев, В. П. Жузе, Б. М. Вул, Ю. П. Маслаковец, М. С. Соминский, Б. М. Гохберг, А. Р. Регель и др. Б. И. Давыдов впервые предложил теорию выпрямления переменного тока в контакте металла с полупроводником. В дальнейшем ее развил в Германии В. Шотки. Я. И. Френкель разработал квантовую теорию полупроводников, ввел понятие о подвижных свободных местах кристаллической решетки полупроводника, получивших впоследствии название дырок, создал теорию генерации пар «электрон — дырка». Фундаментальные работы советских ученых существенно помогли развитию теории и техники полупроводников за границей.

В тридцатые годы в СССР было освоено производство купроксных (меднозакисных) и селеновых выпрямителей. Трудami Я. И. Френкеля, Л. Д. Ландау, Б. И. Давыдова и других ученых создана теория возникновения ЭДС при освещении полупроводников. Под руководством А. Ф. Иоффе изготовлены полупроводниковые термоэлектрические батареи, получившие в дальнейшем широ-

кое применение. Уже во время Великой Отечественной войны для питания партизанских радиостанций использовались термоэлектрогенераторы, надевавшиеся на стекло керосиновой лампы. Ныне на летающих космических объектах источниками тока являются солнечные батареи, составленные из полупроводниковых термоэлементов. В сороковые годы у нас было освоено производство германиевых и кремниевых диодов, полупроводниковых терморезисторов и фоторезисторов. С 1949 г. в СССР началось производство транзисторов, которые были изобретены в 1948 г. в США Д. Бардином, У. Браттейном и У. Шокли. В 1954 г. в Москве начал работать институт полупроводников АН СССР, впоследствии переведенный в Ленинград.

Под руководством академика В. М. Тучкевича в 1958—1960 гг. созданы и внедрены в производство мощные полупроводниковые диоды и тиристоры (Ленинская премия 1966 г.). Через 10 лет в стране эксплуатировалось уже около 10 млн. таких приборов общей мощностью около 500 млн. кВт. Советские ученые В. М. Вальд-Перлов и А. С. Тагер в 1959 г. изобрели лавинно-пролетный диод, применяемый для генерации колебаний СВЧ. За выдающиеся научные работы в области полупроводников академику А. Ф. Иоффе в 1961 г. посмертно присуждена Ленинская премия.

Заслуги советских ученых в развитии полупроводниковой техники наглядно показала проведенная в 1968 г. в Московском государственном университете имени М. В. Ломоносова международная конференция по физике полупроводников, в которой участвовали 1500 ученых из 25 стран.

Группа ученых во главе с академиком В. М. Тучкевичем в 1972 г. удостоена Ленинской премии за создание полупроводниковых приборов с так называемыми гетеропереходами, т. е. контактами различных по структуре полупроводников. В создании этих приборов особенно большую роль сыграли работы академика Ж. И. Алферова.

Развитию техники полупроводниковых приборов в нашей стране уделяется огромное внимание. Об этом четко

сказано в решениях съездов партии. За последние 25 лет промышленность выпустила более 1500 различных типов полупроводниковых диодов и тиристоров и более 1000 типов транзисторов. Практически наша РЭА почти полностью переведена на полупроводниковые приборы вместо ламп. Многочисленные заводы и научные учреждения, находящиеся в разных наших республиках, выпускают в достаточном количестве необходимые для народного хозяйства и обороны страны самые разнообразные высококачественные приборы полупроводниковой электроники и разрабатывают новые, более совершенные.

### В.3. ТРЕБОВАНИЯ К ЭЛЕКТРОННЫМ ЭЛЕМЕНТАМ РЭА

Различные электронные приборы относятся к *активным* элементам РЭА, так как могут осуществлять выпрямление, усиление, генерацию, преобразование частоты переменных токов и другие активные процессы. *Пассивными* элементами являются резисторы, конденсаторы, катушки, трансформаторы. Ко всем элементам РЭА предъявляется ряд требований, определяющих свойства и качество элементов.

Прежде всего, главные параметры элементов должны иметь определенные *номинальные значения (номиналы)*, причем из-за невозможности очень точного изготовления элементов указываются также и допустимые отклонения от номиналов, т. е. *допуски*, например  $\pm 10\%$ .

Очень важно, чтобы элементы обладали *надежностью*. Под надежностью понимают свойство того или иного объекта сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующие нормальную работоспособность объекта. Принято считать, что в понятие надежности входят такие свойства объекта, как *безотказность, долговечность, ремонтпригодность и сохраняемость*.

Полная или частичная утрата работоспособности прибором называется *отказом*. Свойство прибора сохранять ра-

ботоспособность в течение заданного времени в определенных условиях эксплуатации называют *безотказностью*. Это понятие является главной частью самого понятия надежности.

*Долговечность* (срок службы) определяется обычно тем, что главный параметр (или несколько параметров) с течением времени ухудшается, т. е. значение его достигает минимального или минимального допустимого. Тогда элемент подлежит замене, но может еще быть использован для менее ответственной работы, например в учебных целях.

*Ремонтпригодность* — это свойство элемента, характеризующее его приспособленность к предупреждению, обнаружению и устранению отказов. Следует отметить, что полупроводниковые и электровакуумные приборы относятся к *невосстанавливаемым*, т. е. к таким, которые в случае отказа не подлежат или не поддаются восстановлению. Для таких приборов ремонтпригодность надо понимать как приспособленность прибора к контролю и удобство замены.

*Сохраняемость* — это свойство элементов оставаться работоспособными в процессе хранения и транспортировки.

Количественная оценка надежности может производиться с помощью различных параметров. Чаще всего пользуются понятием *интенсивности отказов*  $\lambda$ , которая определяется как отношение числа однотипных элементов  $n$ , отказавших в течение промежутка времени  $t$ , к произведению числа элементов  $N$ , работоспособных в начале этого промежутка времени, на его продолжительность:

$$\lambda = n/(Nt). \quad (B.1)$$

Если время выражать в часах, то единицей  $\lambda$  будет час в минус первой степени ( $ч^{-1}$ ). Таким образом, интенсивность отказов можно определить как относительное число элементов, отказавших за один час работы. Например, если число элементов, проходивших испытание,  $N = 1000$ , работали они в течение времени  $t = 500$  ч и за это время отказали 2 элемента, то интенсивность отказов

$$\lambda = 2/(1000 \cdot 500) = 4 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}.$$

Следовательно, в данном случае надежность характеризуется тем, что за один час могут отказать 4 элемента из миллиона.

Отказы могут быть различного вида и по разным причинам. *Внезапный отказ* возникает в результате скачкообразного изменения одного или нескольких основных параметров. *Постепенный отказ* является результатом постепенного изменения этих параметров, например, за счет старения. *Полный отказ* делает невозможным дальнейшее использование элемента. *Частичный отказ* позволяет хотя бы частично использовать элемент. Причинами отказов могут быть ошибки или несовершенство конструкции, нарушения или несовершенство технологического процесса изготовления, а также нарушения правил эксплуатации и непредусмотренные внешние воздействия. Соответственно различают конструкционные, технологические и эксплуатационные отказы.

Интенсивность отказов  $\lambda$  в течение длительной эксплуатации не остается постоянной (рис. В.1). В начальный период работы  $\lambda$  имеет большее значение

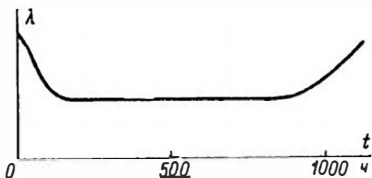


Рис. В.1. Зависимость интенсивности отказов от времени ( $\lambda$ -характеристика)

вследствие скрытых дефектов, не обнаруженных из-за несовершенства производственного контроля, и возможных нарушений правил эксплуатации при первоначальной наладке аппаратуры. Затем значение  $\lambda$  уменьшается и остается почти постоянным в течение длительного срока, который является основным периодом эксплуатации. А в конце срока службы  $\lambda$  возрастает из-за старения элементов. Следует отметить, что надежность РЭА снижается на самолетах и особенно на ракетах.

Стойкость к различным воздействиям и стабильность параметров — необходимые свойства элементов РЭА. Из воздействий на первом месте стоит температура. Важно, чтобы элементы были *термостабильны*, т. е. чтобы их параметры как можно меньше изменялись при воздействии температуры. В большинстве случаев происходит нагрев элементов от проходящего через них тока, от соседних элементов и от окружающего воздуха. Необходима защита элементов от нагрева и отвод теплоты от них (охлаждение).

Термостабильность характеризуется температурным коэффициентом того или иного параметра. Например, для резисторов температурный коэффициент сопротивления ТКС есть относительное изменение сопротивления  $\Delta R/R$  при изменении температуры на один градус. Он выражается формулой (в кельвинах в минус первой степени)

$$\text{ТКС} = \Delta R / (R \Delta t),$$

где  $\Delta R$  есть изменение сопротивления при изменении температуры  $\Delta t$ .

Например, если  $\text{ТКС} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ К}^{-1}$ , это означает, что нагрев резистора на 1 К изменяет сопротивление на  $5 \cdot 10^{-4}$  его значения. Если  $R = 10 \text{ кОм}$ , то изменение равно 5 Ом на один градус нагрева.

*Нагревостойкость* (температуростойкость), а также *холодостойкость* характеризуются предельной минимальной и максимальной температурой, при которой еще возможна нормальная работа и не будет отказов.

*Влагостойкость* характеризует способность элементов выдерживать влажность воздуха; в тех случаях, когда возможно попадание воды в РЭА, необходима *водостойкость*. Для защиты от влаги и воды применяются специальные пленки и покрытия, а также герметизация элементов и всей аппаратуры.

Стойкость к повышенному и пониженному давлению важна для элементов аппаратуры, работающей в условиях таких давлений. Следует отметить, что при пониженном давлении ухудшается охлаждение.



В некоторых случаях требуется *химическая стойкость* элементов, если возможно воздействие каких-то газов или паров химических веществ или, например, попадание в аппаратуру морской воды.

Если аппаратура должна работать при значительном содержании пыли в воздухе, например в степной местности, то элементы должны быть *пылестойкими*.

*Радиационная стойкость* характеризует возможность работы под действием светового или ионизирующего излучения. К сожалению, некоторые полупроводниковые приборы обладают низкой стойкостью к ионизирующему излучению.

Весьма существенна стойкость к различным механическим воздействиям. Это прежде всего *ударостойкость* и *вибростойкость*. Последняя особенно важна для элементов РЭА, работающей на кораблях, самолетах, ракетах.

Особо надо отметить *тропикостойкость*, т. е. способность работать в тропических условиях, когда сочетаются высокая температура и высокая влажность, а также возможно образование быстрорастущей плесени или «нападение» на аппаратуру насекомых, пожирающих некоторые электрические материалы. Для этих условий выпускаются элементы РЭА в так называемом тропическом исполнении.

Ряд требований предъявляется к электрическим свойствам элементов РЭА. Они должны работать в нужном *диапазоне частот* и обладать необходимым *быстродействием*. Поэтому бывают указаны рабочие частоты или предельная частота.

Как правило, желательно, чтобы электронные элементы потребляли минимальную энергию от источников питания (это особенно важно для переносной РЭА) и потери энергии в самих элементах также были минимальными.

Элементы должны обладать *электрической прочностью*, которая характеризуется *предельным напряжением*, *предельным током* и *предельной мощностью*, выделяющейся в данном элементе.

Всегда желательны *минимальные размеры* и *масса* элементов, так как их

число в современной сложной РЭА сильно увеличилось. Важнейшим направлением развития электроники стала *миниатюризация* и *микроминиатюризация* элементов. Однако здесь возникают трудности: чем меньше размеры элемента, тем меньше у него предельная мощность.

Очень важна *технологичность* элементов РЭА, возможность *механизации* и *автоматизации* их изготовления, так как нельзя вручную с нужной точностью изготовить огромное число элементов. Большую роль в этом направлении играет унификация элементов, которая проводится не только в нашей стране, но и более широко в рамках СЭВ.

Стоимость элементов РЭА является важным экономическим фактором, но при этом следует иметь в виду, что высококачественные элементы, как правило, имеют высокую стоимость, так как их производство обходится недешево.

## В.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ В ЭЛЕКТРОНИКЕ

В начале своего развития и в течение нескольких десятилетий электроника опиралась почти исключительно на электронные и ионные электровакуумные приборы. Однако в последнее время почти во всех областях современной электроники основными приборами стали полупроводниковые. Поэтому в данной книге в первую очередь рассматриваются именно эти приборы, а затем уже электровакуумные.

Техника полупроводниковых приборов стала большой и очень важной областью электроники. Замена электронных ламп полупроводниковыми приборами успешно осуществлена во многих радиотехнических устройствах. Промышленность выпускает большое число различных типов полупроводниковых приборов.

На всем протяжении развития радиотехники широко применялись кристаллические детекторы, представляющие собой полупроводниковые диоды для токов высокой частоты. Для выпрямления переменного тока электрической

сети использовались купроксные и селеновые полупроводниковые выпрямители. Однако принцип действия полупроводниковых выпрямителей и кристаллических детекторов долгое время не был ясен.

По сравнению с электронными лампами полупроводниковые приборы имеют существенные достоинства. Перечислим основные:

- малая масса и малые размеры;
- отсутствие затрат энергии на накал;
- более высокая надежность и срок службы (десятки тысяч часов и более);
- большая механическая прочность (стойкость к вибрации, ударам и другим видам механических нагрузок);

- более высокий КПД, так как потери энергии в самих приборах незначительны;

- возможность работы при низких питающих напряжениях;

- возможность использования в микроэлектронной аппаратуре;

- более низкая стоимость.

Вместе с тем полупроводниковые приборы обладают некоторыми недостатками:

- параметры и характеристики отдельных экземпляров данного типа приборов имеют значительный разброс;

- свойства и параметры приборов сильно зависят от температуры;

- свойства и параметры некоторых приборов с течением времени ухудшаются (старение);

- собственные шумы иногда больше, нежели у электронных ламп;

- многие типы транзисторов непригодны для работы на высоких частотах;

- входное сопротивление у многих транзисторов значительно меньше, чем у электронных ламп;

- полезная мощность транзисторов пока еще ниже, чем у электровакуумных приборов;

- работа большинства полупроводниковых приборов резко ухудшается под действием ионизирующего излучения.

Широким фронтом ведутся исследования по улучшению полупроводниковых приборов, по применению для них новых материалов. Созданы полупроводниковые выпрямители на токи в ты-

сячи ампер, транзисторы для частот в сотни и более мегагерц, а также новые типы полупроводниковых приборов для частот в тысячи мегагерц.

Транзисторы могут работать почти во всех устройствах, в которых применяются электровакуумные приборы, за исключением некоторой аппаратуры СВЧ. В настоящее время транзисторы успешно применяются в усилителях, приемниках, передатчиках, генераторах, телевизорах, измерительных приборах, импульсных схемах, электронных вычислительных машинах и во многих других устройствах.

Использование полупроводниковых приборов дает огромную экономию в расходовании электрической энергии источников питания и позволяет во много раз уменьшить размеры и массу аппаратуры. Минимальная мощность для питания электронной лампы составляет 0,1 Вт, а для транзистора она может быть 1 мкВт, т. е. в 100 000 раз меньше.

В полупроводниковых интегральных микросхемах на пластинке кремния размером в несколько квадратных миллиметров размещаются сотни и даже тысячи транзисторов. На основе подобных микросхем построены электронно-вычислительные машины, содержащие миллионы элементов.

На транзисторах работают миниатюрные радиоприемники и передатчики. Для их питания достаточно даже одного элемента от карманного фонаря. Специально для аппаратуры с полупроводниковыми приборами сконструированы малогабаритные радиодетали, благодаря которым удалось создать аппаратуру весьма малых размеров. Например, имеются приемно-передающие радиостанции, смонтированные в микротелефонной трубке, причем для их питания используется звуковая энергия голоса человека, говорящего в микрофон. Сверхминиатюрный радиопередатчик с транзистором, находящийся вместе со специальными приборами в капсуле, заглатываемой больным, передает сигналы о состоянии желудочно-кишечного тракта.

## В.5. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В ОДНОРОДНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ

Взаимодействие движущихся электронов с электрическим полем является основным процессом во всех электронных приборах. Будем полагать, что электроны движутся в вакууме, т. е. без столкновений с другими частицами. Такое движение совершается в электронных лампах. В газоразрядных и полупроводниковых приборах движение сложнее, так как происходит столкновение электронов с ионами и другими частицами газа или твердого вещества. Необходимо прежде всего рассмотреть движение электрона в однородном и постоянном во времени электрическом поле.

Законы движения одного электрона в однородном электрическом поле с известным приближением можно применить к движению его в электронном потоке, если пренебречь взаимным отталкиванием электронов.

Электрическое поле в большинстве случаев неоднородно и весьма сложно по своей структуре. Изучение движения электронов в неоднородных электрических полях представляет большие трудности и относится к области электроники, называемой электронной оптикой. Если неоднородность поля незначительна, то можно приближенно считать, что электроны движутся по законам, выведенным для однородного поля. Эти законы позволяют рассмотреть с качественной стороны движение электронов и в полях со значительной неоднородностью.

Напомним, что электрон является частицей материи с отрицательным электрическим зарядом, абсолютное значение которого  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл. Масса неподвижного электрона  $m = 9,1 \cdot 10^{-28}$  г. С возрастанием скорости масса электрона увеличивается. Теоретически при скорости  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с она должна стать бесконечно большой. В обычных электровакуумных приборах скорость электронов не превышает 0,1 с

и можно считать массу электрона постоянной.

**Движение электрона в ускоряющем поле.** На рис. В.2 изображено в виде силовых линий (линий напряженности)

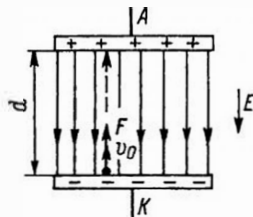


Рис. В.2. Движение электрона в ускоряющем электрическом поле

однородное электрическое поле между двумя электродами, например катодом и анодом диода.

Если разность потенциалов между электродами  $U$ , а расстояние между ними  $d$ , то напряженность поля

$$E = U/d. \quad (\text{В.2})$$

Для однородного поля величина  $E$  является постоянной.

Пусть из электрода, имеющего более низкий потенциал, например из катода  $K$ , вылетает электрон с кинетической энергией  $W_0$  и начальной скоростью  $v_0$ , направленной вдоль силовых линий поля. Поле ускоряет движение электрона. Иначе говоря, электрон притягивается к электроду с более высоким потенциалом. В данном случае поле называют *ускоряющим*.

Напряженность поля численно равна силе, действующей на единичный положительный заряд. Поэтому сила, действующая на электрон,

$$F = -eE. \quad (\text{В.3})$$

Знак «минус» поставлен потому, что сила  $F$  направлена в сторону, противоположную вектору  $E$ . Иногда этот знак не ставят.

Под действием постоянной силы  $F$  электрон получает ускорение  $a = F/m$ . Двигаясь прямолинейно, электрон приобретает наибольшую скорость  $v$  и кинетическую энергию  $W$  в конце своего



пути, т. е. при ударе об электрод, к которому он летит. Таким образом, в ускоряющем поле кинетическая энергия электрона увеличивается за счет работы поля по перемещению электрона. В соответствии с законом сохранения энергии увеличение кинетической энергии электрона  $W - W_0$  равно работе поля, которая определяется произведением перемещаемого заряда  $e$  на пройденную им разность потенциалов  $U$ :

$$W - W_0 = mv^2/2 - mv_0^2/2 = eU. \quad (\text{B.4})$$

Если начальная скорость электрона равна нулю, то

$$W = mv^2/2 = eU, \quad (\text{B.5})$$

т. е. кинетическая энергия электрона равна работе поля.

Формула (B.5) с некоторым приближением может применяться и в том случае, когда начальная скорость  $v_0$  много меньше конечной скорости  $v$ , так как при этом

$$mv_0^2/2 \ll mv^2/2.$$

Если условно принять заряд электрона за единицу количества электричества, то при  $U = 1$  В энергия электрона принимается за единицу энергии, которую назвали *электрон-вольт* (эВ). В большинстве случаев удобно выражать энергию электронов в электрон-вольтах, а не в джоулях.

Из формулы (B.5) определяется конечная скорость электрона

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} U}. \quad (\text{B.6})$$

Подставляя сюда значения  $e$  и  $m$ , можно получить удобное выражение для скорости в метрах или километрах в секунду:

$$v \approx 6 \cdot 10^5 \sqrt{U} \text{ или } v \approx 600 \sqrt{U}. \quad (\text{B.7})$$

Таким образом, скорость электрона в ускоряющем поле зависит от пройденной разности потенциалов.

Начальную энергию электрона удобно выражать в электрон-вольтах, имея в виду равенство

$$W_0 = eU_0, \quad (\text{B.8})$$

т. е. считая, что эта энергия создана ускоряющим полем с разностью потенциалов  $U_0$ .

Скорости электронов даже при небольшой разности потенциалов значительны. При  $U = 1$  В скорость равна 600 км/с, а при  $U = 100$  В — уже 6000 км/с.

Найдем время  $t$  пролета электрона между электродами, определив его с помощью средней скорости:

$$t = d/v_{cp}. \quad (\text{B.9})$$

Средняя скорость равноускоренного движения равна полусумме начальной и конечной скоростей:

$$v_{cp} = (v_0 + v)/2. \quad (\text{B.10})$$

Если  $v_0 \ll v$ , то

$$v_{cp} \approx v/2 \text{ и } t \approx 2d/v. \quad (\text{B.11})$$

Подставляя сюда значения конечной скорости, получим время пролета в секундах:

$$t = \frac{2d}{6 \cdot 10^5 \sqrt{U}} = 0,33 \cdot 10^{-5} d \sqrt{U}; \quad (\text{B.12})$$

здесь расстояние  $d$  выражено в метрах, а если выразить его в миллиметрах, то

$$t = 0,33 \cdot 10^{-8} d \sqrt{U}. \quad (\text{B.13})$$

Например, время пролета электрона при  $d = 3$  мм и  $U = 100$  В

$$t = 0,33 \cdot 10^{-8} \cdot 3 \sqrt{100} = 10^{-9} \text{ с} = \\ = 10^{-3} \text{ мкс} = 1 \text{ нс}.$$

Вследствие неоднородности поля расчет времени пролета электрона в электронных приборах более сложен. Практически это время равно  $10^{-8} - 10^{-10}$  с. Можно такое малое время пролета во многих случаях не учитывать. Но все же, из-за того что электроны имеют массу, они не могут мгновенно изменять свою скорость и мгновенно пролетать расстояние между электродами. На ультра- и сверхвысоких частотах (сотни и тысячи мегагерц) время пролета электрона становится соизмеримым с периодом колебаний. Например, при  $f = 1000$  МГц период  $T = 10^{-9}$  с. Прибор перестает быть безынерционным или малоинерционным. Иначе говоря,

проявляется инерция электронов, которая практически не влияет на работу при низких и высоких частотах. На этих частотах период колебаний  $T$  много больше времени пролета электрона и переменные напряжения на электродах за время пролета не успевают заметно измениться, т. е. можно считать, что пролет электрона совершается при постоянных напряжениях электродов.

Режим работы при постоянных напряжениях электродов называют *статическим режимом*. Когда напряжение хотя бы одного электрода изменяется так быстро, что законы статического режима применять нельзя, режим называют *динамическим*<sup>1</sup>. Если же напряжения изменяются с невысокой частотой, так, что явления можно рассматривать приближенно с помощью законов статического режима, то режим называют *квазистатическим*.

Выражения для энергии, скорости и времени пролета остаются в силе для любого участка пути электрона. В этом случае величины  $W$ ,  $v$ ,  $t$ ,  $d$ ,  $U$  относятся только к данному участку. Если на разных участках напряженность поля различна, то на отдельных участках электрон будет лететь с разным ускорением, а конечная скорость электрона определяется только конечной разностью потенциалов и начальной его скоростью. Из закона сохранения энергии вытекает, что конечная разность потенциалов  $U$  равна алгебраической сумме разностей потенциалов отдельных участков. Поэтому полное приращение кинетической энергии равно произведению  $eU$ .

**Движение электрона в тормозящем поле.** Пусть начальная скорость электрона  $v_0$  противоположна по направлению силе  $F$ , действующей на электрон со стороны поля (рис. В-3), т. е. электрон вылетает с некоторой начальной скоростью из электрода с более высоким потенциалом. Так как сила  $F$  направлена навстречу скорости  $v_0$ , то электрон тор-

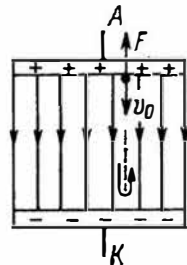


Рис. В.3. Движение электрона в тормозящем электрическом поле

мозится и движется равнозамедленно. Поле в этом случае называют *тормозящим*. Энергия электронов в тормозящем поле уменьшается, так как работа совершается не полем, а самим электроном, который преодолевает сопротивление сил поля. Таким образом, в тормозящем поле электрон отдает энергию полю.

Если начальная энергия электрона равна  $eU_0$  и он проходит в тормозящем поле разность потенциалов  $U$ , то его энергия уменьшается на  $eU$ . Когда  $eU_0 > eU$ , электрон пройдет все расстояние между электродами и ударит в электрод с более низким потенциалом. Если же  $eU_0 < eU$ , то, пройдя разность потенциалов  $U_0$ , электрон потеряет всю свою энергию, скорость его станет равна нулю и он начнет ускоренно двигаться обратно. Таким образом, электрон совершает движение, подобное полету тела, брошенного вертикально вверх.

**Движение электрона в однородном поперечном поле.** Если электрон вылетает с начальной скоростью  $v_0$  под прямым углом к направлению силовых линий поля (рис. В.4), то поле действует

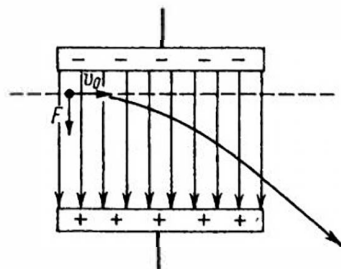


Рис. В.4. Движение электрона в однородном поперечном электрическом поле

<sup>1</sup> По старой терминологии динамическим называли режим работы при наличии нагрузки в цепи анода.

на электрон с силой  $F$ , направленной в сторону более высокого потенциала. При отсутствии силы  $F$  электрон совершал бы равномерное прямолинейное движение по инерции со скоростью  $v_0$ . А под действием силы  $F$  электрон должен равноускоренно двигаться в направлении, перпендикулярном  $v_0$ . Результирующее движение происходит по параболе, причем электрон отклоняется в сторону положительного электрода. Если электрон выйдет за пределы поля, как показано на рисунке, то дальше он будет двигаться по инерции прямолинейно и равномерно. Это подобно движению тела, брошенного с некоторой начальной скоростью в горизонтальном направлении. Под действием силы тяжести такое тело при отсутствии воздуха двигалось бы по параболической траектории.

Электрическое поле всегда изменяет в ту или другую сторону энергию и скорость электрона. Таким образом, между электроном и электрическим полем всегда имеется энергетическое взаимодействие, т. е. обмен энергией. Скорость электрона при ударе об электрод определяется только начальной скоростью и пройденной разностью потенциалов между конечными точками пути.

## В.6. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В НЕОДНОРОДНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ПОЛЕ

Для неоднородных электрических полей характерна разнообразная и часто сложная структура. Существует множество неоднородных полей, в которых напряженность от точки к точке изменяется по различным законам.

Наиболее простым является радиальное неоднородное поле между цилиндрическими электродами (рис. В.5, а). Если начальная скорость электрона, вылетевшего из внутреннего электрода, направлена вдоль силовых линий, то электрон будет двигаться прямолинейно и ускоренно по радиусу.

В более общем случае неоднородное поле имеет силовые линии в виде кривых. Если это поле является ускоряющим (рис. В.5, б), то электрон с начальной скоростью  $v_0$  движется по криволинейной траектории, имеющей такой же характер кривизны, как и силовые линии. На электрон действует со стороны поля сила  $F$ , направленная под углом к вектору собственной скорости электрона. Эта сила искривляет траекторию электрона и увеличивает его скорость. Если бы электрон не обладал массой, а следовательно, и инерцией, то он двигался бы по силовой линии. Однако электрон имеет массу и стремится двигаться по инерции прямолинейно. Сила, действующая на электрон, направлена по касательной к силовой линии и образует некоторый угол с вектором скорости электрона. Поэтому траектория электрона искривляется, но «отстает» в этом искривлении от силовой линии из-за инерции электрона.

В тормозящем неоднородном поле с кривыми силовыми линиями (рис. В.5, в) сила, действующая на электрон со стороны поля, также искривляет траекторию электрона и уменьшает его скорость. Но траектория искривляется в сторону, противоположную направлению силовых линий, т. е. стремится удалиться от силовой линии.

Рассмотрим движение потока элект-

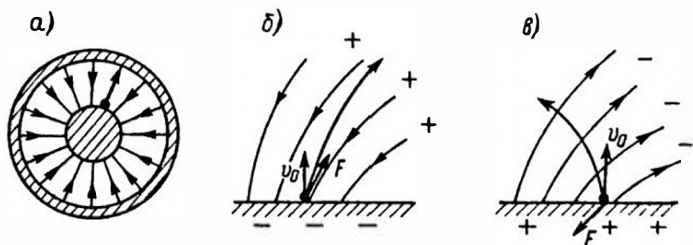


Рис. В.5. Движение электрона в неоднородном радиальном электрическом поле

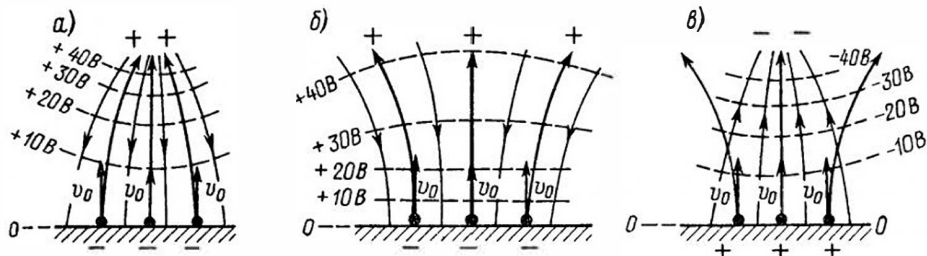


Рис. В.6. Фокусировка и рассеивание электронного потока в неоднородном электрическом поле

ронов в неоднородном поле, пренебрегая взаимодействием электронов. На рис. В.6, а показано движение электронного потока в ускоряющем неоднородном поле. Если в направлении движения электронов силовые линии сходятся, то такое поле можно условно назвать *сходящимся*. Пусть в это поле влетает поток электронов. Для упрощения показаны только средний и крайние электроны. Очевидно, что траектории электронов искривляются в ту же сторону, куда и силовые линии. В результате электроны сближаются, т. е. происходит *фокусировка* электронного потока, напоминающая фокусировку светового потока с помощью собирающей линзы.

Если силовые линии в направлении движения электронов расходятся (рис. В.6, б), то поле можно условно назвать *расходящимся*. В нем траектории электронов удаляются друг от друга и электронный поток *рассеивается*. Такое поле является для электронного потока «рассеивающей линзой».

Если поле будет тормозящим сходящимся (рис. В.6, в), то происходит рассеивание электронов с уменьшением их скорости. И наоборот, в тормозящем расходящемся поле электронный поток фокусируется.

В электронной оптике изучаются различные случаи движения электронов в неоднородном поле. При этом обычно изображают поле с помощью эквипотенциальных поверхностей<sup>1</sup>, а точнее,

с помощью линий пересечения этих поверхностей с плоскостью чертежа (штриховые линии на рис. В.6). Там, где силовые линии гуще, эквипотенциальные поверхности располагаются ближе друг к другу. Искривление электронных траекторий представляют в виде излома при переходе сквозь эквипотенциальную поверхность. Законы такого преломления напоминают законы преломления световых лучей.

## В.7. ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ В ОДНОРОДНОМ МАГНИТНОМ ПОЛЕ

Рассмотрим движение электрона в однородном магнитном поле. Когда неоднородность поля незначительна или когда нет необходимости в получении точных количественных результатов, можно пользоваться законами, установленными для движения электрона в однородном поле.

Пусть электрон влетает в однородное магнитное поле с начальной скоростью  $v_0$ , направленной перпендикулярно магнитным силовым линиям (рис. В.7). В этом случае на движущийся электрон действует сила Лоренца  $F$ , которая перпендикулярна вектору  $v_0$  и вектору магнитной индукции  $B$ :

$$F = ev_0 B. \quad (\text{В.14})$$

Как видно, при  $v_0 = 0$  сила  $F$  равна нулю, т. е. на неподвижный электрон магнитное поле не действует.

Сила  $F$  искривляет траекторию электрона в дугу окружности. Поскольку сила  $F$  действует под прямым углом к скорости  $v_0$ , она не совершает рабо-

<sup>1</sup> Каждая эквипотенциальная поверхность перпендикулярна силовым линиям, и все ее точки имеют одинаковый потенциал.

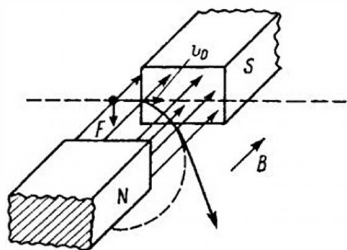


Рис. В.7. Движение электрона в однородном поперечном магнитном поле

ты. Энергия электрона и его скорость не изменяются, а изменяется лишь направление скорости. Известно, что движение тела по окружности (вращение) с постоянной скоростью происходит благодаря действию направленной к центру (центростремительной) силы, т. е. силы  $F$ .

Направление движения электрона в магнитном поле удобно определять по следующим правилам. Если смотреть в направлении магнитных силовых линий, то электрон движется по часовой стрелке. Или иначе: поворот электрона совпадает с вращательным движением винта, который ввинчивается в направлении магнитных силовых линий.

Определим радиус  $r$  окружности, описываемой электроном. Для этого воспользуемся выражением для центростремительной силы, известным из механики,

$$F = mv_0^2/r \quad (\text{В.15})$$

и приравняем его значению силы  $F$  по формуле (В.14):

$$mv_0^2/r = ev_0B.$$

Теперь из этого уравнения можно найти радиус:

$$r = mv_0/(eB). \quad (\text{В.16})$$

Чем больше скорость электрона  $v_0$ , тем сильнее он стремится к прямолинейному движению по инерции и тем больше радиус траектории. С увеличением  $B$  растет сила  $F$ , искривление траектории усиливается и радиус уменьшается.

Выведенная формула справедлива для частиц с любой массой и зарядом.

Чем больше масса, тем сильнее стремится частица лететь по инерции прямолинейно, т. е. радиус  $r$  становится больше. А чем больше заряд, тем больше сила  $F$  и тем сильнее искривляется траектория, т. е. ее радиус становится меньше. Выйдя за пределы магнитного поля, электрон дальше летит по инерции прямолинейно. Если же радиус траектории мал, то электрон может описывать в магнитном поле замкнутые окружности.

Рассмотрим более общий случай, когда электрон влетает в магнитное поле под любым углом (рис. В.8). Выберем координатную плоскость так,

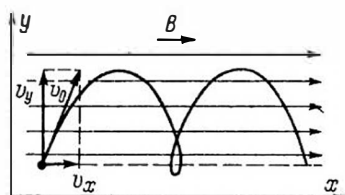


Рис. В.8. Движение электрона по винтовой линии в однородном магнитном поле

чтобы вектор начальной скорости электрона  $v_0$  лежал в этой плоскости и чтобы ось  $x$  совпадала по направлению с вектором  $B$ . Разложим  $v_0$  на составляющие  $v_x$  и  $v_y$ . Движение электрона со скоростью  $v_x$  эквивалентно току вдоль силовых линий. Но на такой ток магнитное поле не действует, т. е. скорость  $v_x$  не испытывает никаких изменений. Если бы электрон имел только эту скорость, то он двигался бы прямолинейно и равномерно. А влияние поля на скорость  $v_y$  такое же, как и в основном случае по рис. В.7. Имея только скорость  $v_y$ , электрон совершал бы движение по окружности в плоскости, перпендикулярной магнитным силовым линиям.

Результирующее движение электрона происходит по винтовой линии (часто говорят «по спирали»). В зависимости от значений  $B$ ,  $v_x$  и  $v_y$  эта винтовая траектория более или менее растянута. Ее радиус легко определить по формуле (В.16), подставив в нее скорость  $v_y$ .

# ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ, МИКРОЭЛЕКТРОНИКА И СПЕЦИАЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

### ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

#### 1.1. ЭЛЕКТРОНЫ В ТВЕРДЫХ ТЕЛАХ

Современной физикой доказано, что электроны в твердом теле не могут обладать произвольной энергией. Энергия каждого электрона может принимать лишь определенные значения, называемые *уровнями энергии* или *энергетическими уровнями*.

Электроны, расположенные ближе к ядру атома, обладают меньшими энергиями, т. е. находятся на более низких энергетических уровнях. Чтобы удалить электрон от ядра, надо преодолеть их взаимное притяжение, а следовательно, затратить некоторую энергию. Поэтому удаленные от ядра электроны обладают большими энергиями, т. е. находятся на более высоких энергетических уровнях.

Когда электрон переходит с более высокого энергетического уровня на более низкий, выделяется некоторое количество энергии, называемое *квантом* или *фотоном*. Если атом поглощает один квант энергии, то электрон переходит с более низкого энергетического уровня на более высокий. Таким образом, энергия электронов изменяется только квантами, т. е. определенными порциями.

Распределение электронов по уровням энергии изображают схематически так, как на рис. 1.1. Горизонтальными линиями показаны уровни энергии *W* электрона.

В соответствии с так называемой *зонной теорией твердого тела* энергетические уровни объединяются в зону. Электроны внешней оболочки атома заполняют ряд энергетических уровней, составляющих *валентную зону*. Валентные электроны участвуют в электрических и химических процессах. Более низкие энергетические уровни входят в состав других зон, заполненных электронами (на рисунке не изображены), но эти зоны не играют роли в явлениях электропроводности.

В металлах и полупроводниках существует большое число электронов, находящихся на более высоких энергетических уровнях. Эти уровни составляют *зону проводимости*. Электроны этой зоны, называемые *электронами проводимости*, совершают беспорядочное движение внутри тела, переходя от одних атомов к другим. Именно электроны проводимости обеспечивают высокую электропроводность металлов.

Атомы вещества, отдавшие электроны в зону проводимости, можно рассматривать как положительные ионы. Они располагаются в определенном порядке, образуя *пространственную решетку*, называемую иначе *ионной* или *кристаллической*. Такое состояние вещества соответствует равновесию сил взаимодействия между атомами и минимальному значению общей энергии всех частиц тела. Внутри пространственной решетки происходит беспорядочное движение электронов проводимости.

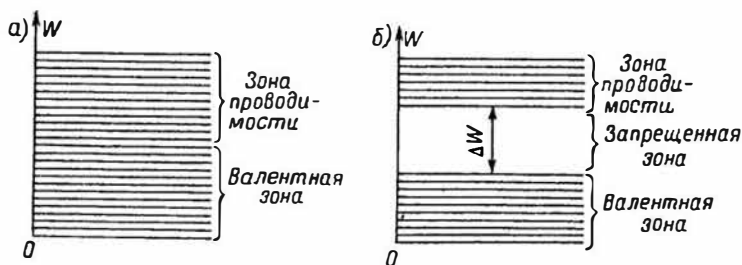


Рис. 1.1. Схема уровней энергии электронов для металла (а) и диэлектрика (б)

На рис. 1.1, а изображена схема уровней энергии, или *зонная энергетическая диаграмма*, для металла. Следует отметить, что в действительности схема эта сложнее, число уровней в ней очень велико и распределены они неравномерно. Можно построить диаграмму распределения электронов по уровням энергии (рис. 1.2). Здесь  $W_0$  — наибольшая энергия, которой обладают электроны при температуре, равной абсолютному нулю ( $T = 0$ ).

По горизонтали отложена энергия  $W$ , а вертикальные отрезки изображают число электронов  $N$ , обладающих данным значением энергии (в действительности число этих отрезков очень велико). Диаграмма на рис. 1.2, а соответствует температуре абсолютный нуль. Она показывает, что число электронов, не имеющих энергии, равно нулю. Чем больше значение энергии, тем больше электронов обладает такой энергией. Максимальное число электронов имеет энергию  $W_0$ . Для более высокой температуры показана диаграмма на рис. 1.2, б. В этом случае некоторое число электронов имеет энергию больше  $W_0$  и соответственно уменьшается число электро-

нов с энергией меньше  $W_0$ . Число электронов с более высокой энергией, чем  $W_0$ , убывает по мере возрастания энергии. Чем выше температура, тем больше максимальная энергия  $W_{\text{max}}$ .

Рис. 1.1, а показывает, что у металлов зона проводимости непосредственно примыкает к валентной зоне. Поэтому при нормальной температуре в металлах большое число электронов имеет энергию, достаточную для перехода из валентной зоны в зону проводимости. Практически каждый атом металла отдает в зону проводимости по крайней мере один электрон. Таким образом, число электронов проводимости в металлах не меньше числа атомов.

Иная энергетическая структура характерна для диэлектриков. У них между зоной проводимости и валентной зоной существует *запрещенная зона*, соответствующая уровням энергии, на которых электроны не могут находиться (рис. 1.1, б). Ширина запрещенной зоны, т. е. разность между энергией нижнего уровня зоны проводимости и верхнего уровня валентной зоны, составляет несколько электрон-вольт. При нормальной температуре у диэлектриков в зоне

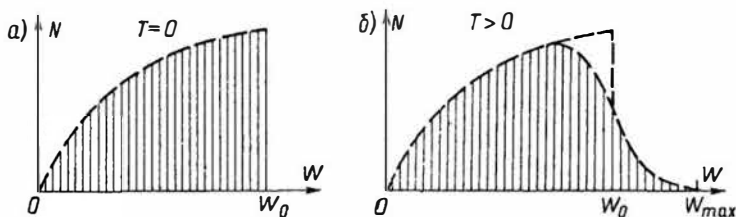


Рис. 1.2. Распределение электронов в металле по уровням энергии



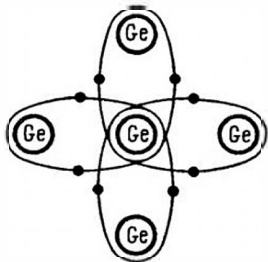


Рис. 1.3. Ковалентная связь между атомами германия

проводимости имеется только очень небольшое число электронов, и поэтому диэлектрик обладает ничтожно малой проводимостью. Но при нагревании некоторые электроны валентной зоны, получая добавочную энергию, переходят в зону проводимости, и тогда диэлектрик приобретает заметную проводимость.

У полупроводников зонная диаграмма подобна изображенной на рис. 1.1, б, но только ширина запрещенной зоны меньше, чем у диэлектриков, и в большинстве случаев составляет около одного электрон-вольта. Поэтому при низких температурах полупроводники являются диэлектриками, а при нормальной температуре значительное число электронов переходит из валентной зоны в зону проводимости. Электропроводность полупроводников подробно рассматривается в следующих параграфах.

В настоящее время для изготовления полупроводниковых приборов наиболее

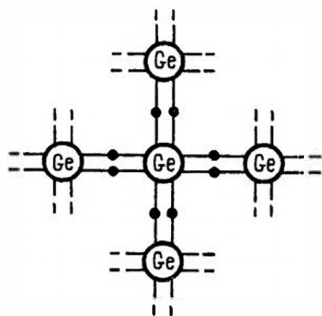


Рис. 1.4. Плоскостная схема кристаллической решетки германия

широко используются германий (Ge) и кремний (Si), имеющие валентность, равную 4. Внешние оболочки атомов германия или кремния имеют четыре валентных электрона. Пространственная кристаллическая решетка состоит из атомов, связанных друг с другом валентными электронами. Такая связь, называемая ковалентной или парноэлектронной, изображена на рис. 1.3. Как видно, вокруг каждой пары атомов движутся по орбитам два валентных электрона, показанные на рисунке жирными точками. В условном плоскостном изображении такой кристаллической решетки (рис. 1.4) ковалентные связи показаны в виде прямых линий, а электроны — по-прежнему в виде точек (иногда для упрощения электроны вообще не показывают).

## 1.2. СОБСТВЕННАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ И ДЫРОЧНАЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ. ТОК ДРЕЙФА

Полупроводники представляют собой вещества, которые по удельной электрической проводимости<sup>1</sup> занимают среднее положение между проводниками и диэлектриками.

При  $T = 300$  К у проводников удельная электрическая проводимость  $10^4 - 10^6$  См/см (напомним, что 1 См/см есть проводимость 1 см<sup>3</sup> вещества), у диэлектриков она меньше  $10^{-10}$  См/см, а у полупроводников ее значения находятся в пределах от  $10^{-10}$  до  $10^4$  См/см. Как видно, для полупроводников характерен очень широкий диапазон удельной проводимости. Большинство веществ относится именно к полупроводникам. В настоящее время для полупроводни-

<sup>1</sup> Следует различать термины *электропроводность* и *удельная электрическая проводимость*. Электропроводность — свойство вещества проводить электрический ток, а удельная электрическая проводимость есть величина, характеризующая электропроводность вещества.

ковых приборов помимо германия и кремния применяются некоторые химические соединения, например арсенид галлия GaAs, антимонид индия InSb, фосфид индия InP и др.

Для полупроводников характерен отрицательный температурный коэффициент электрического сопротивления. При возрастании температуры сопротивление полупроводников уменьшается, а не увеличивается, как у большинства твердых проводников. Кроме того, электрическое сопротивление полупроводников очень сильно зависит от количества примесей, а также от таких внешних воздействий, как свет, электрическое поле, ионизирующее излучение и др.

Принцип работы полупроводниковых диодов и транзисторов связан с тем, что в полупроводниках существует электропроводность двух видов. Так же как и металлы, полупроводники обладают *электронной электропроводностью*, которая обусловлена перемещением электронов проводимости. При обычных рабочих температурах в полупроводниках всегда имеются электроны проводимости, которые очень слабо связаны с ядрами атомов и совершают беспорядочное тепловое движение (колебания) между атомами кристаллической решетки. Эти электроны под действием разности потенциалов могут начать двигаться в определенном направлении. Такое дополнительное движение и есть электрический ток.

Полупроводники обладают также *дырочной электропроводностью*, которая не наблюдается в металлах. Она является особенностью полупроводников, и поэтому ее надо рассмотреть более подробно.

В атоме полупроводника под влиянием тепловых или других воздействий один из более удаленных от ядра валентных электронов переходит в зону проводимости. Тогда атом будет иметь положительный заряд, численно равный заряду электрона. Такой атом можно назвать положительным ионом. Но надо иметь в виду, что при *ионной электропроводности*, например в электролитах, ток представляет собой движение ионов

(само слово «ион» означает «путешественник»), а при дырочной электропроводности механизм перемещения электрических зарядов иной. В полупроводниках кристаллическая решетка достаточно прочна. Ее ионы не передвигаются, а остаются на своих местах.

Отсутствие электрона в атоме полупроводника условно называли *дыркой*. Этим подчеркивают, что в атоме не хватает одного электрона, т. е. образовалось свободное место. Дырки ведут себя, как элементарные положительные заряды.

Возникновение дырки поясняется с помощью знакомой нам плоскостной модели полупроводника (рис. 1.5). Один из электронов, участвующих в ковалент-

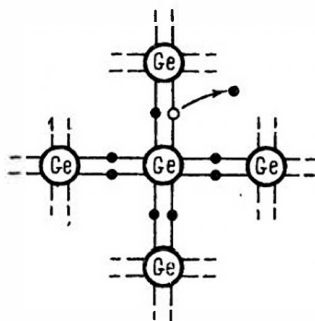


Рис. 1.5. Возникновение пары электрон—дырка

ной связи, получив дополнительную энергию, становится электроном проводимости, т. е. свободным носителем заряда, и может перемещаться в кристаллической решетке. А его прежнее место, теперь свободно. Это и есть дырка, изображенная на рисунке светлым кружком.

При дырочной электропроводности под влиянием приложенной разности потенциалов перемещаются дырки, что эквивалентно перемещению положительных зарядов. Такой процесс показан на рис. 1.6, где изображено для различных моментов времени несколько атомов, расположенных вдоль полупроводника. Пусть в начальный момент времени (рис. 1.6, а) в крайнем атоме слева (1) появилась дырка, вследствие того что из атома ушел электрон. Атом

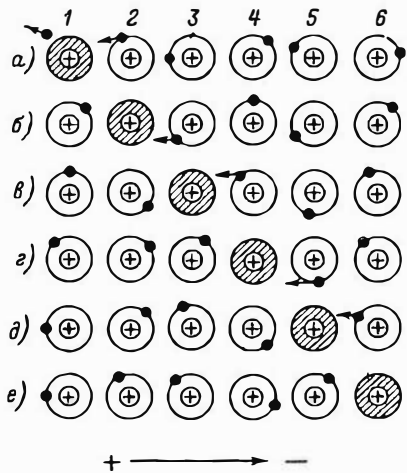


Рис. 1.6. Принцип дырочной электропроводности

с дыркой (заштриховано) имеет положительный заряд и может притянуть к себе электрон из соседнего атома 2. Если в полупроводнике действует электрическое поле (разность потенциалов), то это поле стремится двигать электроны в направлении от отрицательного потенциала к положительному. Поэтому в следующий момент (рис. 1.6, б) из атома 2 один электрон перейдет в атом 1 и заполнит дырку, а новая дырка образуется в атоме 2. Далее один электрон из атома 3 перейдет в атом 2 и заполнит в нем дырку. Тогда дырка возникнет в атоме 3 (рис. 1.6, в) и т. д. Такой процесс будет продолжаться, и дырка перейдет из крайнего левого атома в крайний правый. Иначе говоря, первоначально возникший в атоме 1 положительный заряд перейдет в атом 6 (рис. 1.6, е).

Как видно, при дырочной электропроводности в действительности тоже перемещаются электроны, но более ограничено, чем при электронной электропроводности. Электроны переходят из данных атомов только в соседние. Результатом этого является перемещение положительных зарядов — дырок — в направлении, противоположном движению электронов.

Можно провести для наглядности следующую аналогию. Представим себе

зал с рядами кресел, заполненных зрителями (в этом примере зрители играют роль электронов). Пусть один зритель из первого ряда ушел, а в освободившееся кресло пересел зритель из второго ряда. В свою очередь, в кресло второго ряда, ставшее свободным, пересел зритель из третьего ряда и т. д. Когда освободилось место в предпоследнем ряду, на него перешел зритель из последнего ряда. Свободное место, аналогичное дырке, перешло из первого ряда в последний, хотя все кресла оставались на своих местах и пересаживались лишь зрители двух соседних рядов. Произошло это потому, что ушел зритель из первого ряда, а каждый следующий зритель стремился занять место ближе к сцене.

Электропроводность полупроводников наиболее правильно может быть объяснена их энергетической структурой (рис. 1.7). Как мы знаем, ширина запрещенной зоны у полупроводников сравнительно невелика (для германия 0,72 эВ, а для кремния 1,12 эВ). При температуре абсолютный нуль полупроводник, не содержащий примесей, является диэлектриком, в нем нет электронов и дырок проводимости. Но при повышении температуры электропроводность полупроводника возрастает, так как электроны валентной зоны получают при нагреве дополнительную энергию и за счет этого все большее их число преодолевает запрещенную зону и переходит из валентной зоны в зону проводимости. Этот переход показан на рис. 1.7 сплошной стрелкой. Таким образом, появляются электроны проводи-

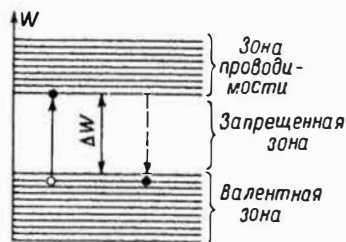


Рис. 1.7. Энергетическая структура полупроводника

мости и возникает электронная электропроводность. Каждый электрон, перешедший в зону проводимости, оставляет в валентной зоне свободное место — дырку, т. е. в валентной зоне возникают дырки проводимости, число которых равно числу электронов, перешедших в зону проводимости. Следовательно, вместе с электронной создается и дырочная электропроводность.

Электроны и дырки, которые могут перемещаться и поэтому создавать электропроводность, называют *подвижными носителями заряда* или просто *носителями заряда*. Принято говорить, что под действием теплоты происходит *генерация пар носителей заряда*, т. е. возникают пары электрон проводимости — дырка проводимости. Генерация пар носителей может происходить также под действием света, электрического поля, ионизирующего излучения и др.

Вследствие того что электроны и дырки проводимости совершают хаотическое тепловое движение, обязательно происходит и процесс, обратный генерации пар носителей. Электроны проводимости снова занимают свободные места в валентной зоне, т. е. объединяются с дырками. Такое исчезновение пар носителей называется *рекомбинацией носителей заряда*. Этому процессу соответствует показанный штриховой стрелкой на рис. 1.7 переход электрона из зоны проводимости в валентную зону. Процессы генерации и рекомбинации пар носителей всегда происходят одновременно. Рекомбинация ограничивает возрастание числа пар носителей, и при каждой данной температуре устанавливается определенное число электронов и дырок проводимости, т. е. они находятся в состоянии динамического равновесия. Это означает, что генерируются все новые и новые пары носителей, а ранее возникшие пары рекомбинируют.

Полупроводник без примесей называют *собственным полупроводником* или *полупроводником  $i$ -типа*. Он обладает *собственной электропроводностью*, которая, как было показано, складывается из электронной и дырочной электропроводности. При этом, несмотря на то что

число электронов и дырок проводимости в собственном полупроводнике одинаково, электронная электропроводность преобладает, что объясняется большей подвижностью электронов по сравнению с подвижностью дырок. Понять это нетрудно. Ведь дырочная электропроводность представляет собой перемещение электронов более ограниченное (менее свободное), нежели перемещение электронов проводимости, т. е. электронная электропроводность.

Удельная электрическая проводимость полупроводников зависит от *концентрации носителей заряда*, т. е. от их числа в единице объема, например в  $1 \text{ см}^3$ . Будем обозначать концентрацию электронов и дырок проводимости соответственно буквами  $n$  и  $p$  — от слов *negative* (отрицательный) и *positive* (положительный). Очевидно, что для собственного полупроводника всегда  $n_i = p_i$ . Индекс  $i$  здесь указывает, что эти концентрации относятся к собственному полупроводнику.

Число  $N$  атомов в  $1 \text{ см}^3$  металла или полупроводника порядка  $10^{22}$ . При температуре, близкой к  $20^\circ \text{C}$ , концентрация носителей заряда (приблизительно) для чистого германия  $n_i = p_i = 10^{13} \text{ см}^{-3}$ , а для кремния  $n_i = p_i = 10^{10} \text{ см}^{-3}$ . Следовательно, в собственном полупроводнике при комнатной температуре число подвижных носителей заряда по отношению к общему числу атомов составляет около  $10^{-7}\%$  для германия и около  $10^{-10}\%$  для кремния. А в металлах число электронов проводимости не меньше числа атомов ( $n \geq N$ ). Поэтому удельная электрическая проводимость полупроводников в миллионы и миллиарды раз меньше, чем у металлов. Например, при комнатной температуре удельное сопротивление меди равно  $0,017 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{см}$  ( $1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  есть сопротивление  $1 \text{ см}^3$  вещества), германия — примерно 50 и кремния — около  $100\,000 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ .

Если к полупроводнику не приложено напряжение, то электроны и дырки проводимости совершают хаотическое тепловое движение и никакого тока, конечно, нет. Под действием разности потенциалов в полупроводнике возникает

электрическое поле, которое ускоряет электроны и дырки и сообщает им еще некоторое поступательное движение, представляющее собой *ток проводимости*.

Движение носителей заряда под действием электрического поля иначе называют *дрейфом* носителей, а ток проводимости — *током дрейфа*  $i_{др}$ . Полный ток проводимости складывается из электронного и дырочного тока проводимости<sup>1</sup>:

$$i_{др} = i_{n,др} + i_{p,др}. \quad (1.1)$$

Несмотря на то что электроны и дырки движутся в противоположных направлениях, эти токи складываются, так как движение дырок представляет собой перемещение электронов. Например, если в собственном полупроводнике электронная составляющая тока  $i_{n,др} = 6$  мА, а дырочная составляющая вследствие меньшей подвижности дырок  $i_{p,др} = 3$  мА, то полный ток проводимости  $i_{др} = 6 + 3 = 9$  мА.

Чтобы установить, от каких величин зависит ток дрейфа, удобнее рассматривать не сам ток, а его плотность. Очевидно, что плотность тока дрейфа  $J_{др}$  складывается из плотности электронного и дырочного тока:

$$J_{др} = J_{n,др} + J_{p,др}. \quad (1.2)$$

Так как плотность тока равна количеству электричества, проходящему через единицу площади поперечного сечения за 1 с, то можно написать для плотности электронного тока

$$J_{n,др} = n_i e v_n, \quad (1.3)$$

где  $n_i$  — концентрация электронов,  $e$  — заряд электрона и  $v_n$  — средняя скорость поступательного движения электронов под действием поля.

Нужно помнить, что средняя скорость учитывает беспорядочное тепловое движение с многочисленными столкновениями электронов и атомов кристал-

лической решетки. От одного столкновения до другого электроны ускоряются полем, и поэтому скорость  $v_n$  пропорциональна напряженности поля  $E$ :

$$v_n = \mu_n E. \quad (1.4)$$

Здесь  $\mu_n$  есть коэффициент пропорциональности, называемый *подвижностью электронов*. Смысл этой величины легко раскрывается, если на основании формулы (1.4) написать

$$\mu_n = v_n / E. \quad (1.5)$$

Из этой формулы следует, что при  $E = 1$  получается  $\mu_n = v_n$ , т. е. подвижность электронов есть средняя скорость их поступательного движения под действием поля с единичной напряженностью. Если скорость выражать в сантиметрах в секунду, а напряженность поля — в вольтах на сантиметр, то единица подвижности будет  $\frac{\text{см/с}}{\text{В/см}} = \text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ . На-

пример, при комнатной температуре подвижность электронов в чистом германии составляет  $3600 \text{ см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ , т. е. под действием поля с напряженностью 1 В/см электроны проводимости чистого германия получают среднюю скорость 3600 см/с. Подвижность электронов в различных полупроводниках различна, и с повышением температуры она уменьшается, так как увеличивается число столкновений электронов с атомами кристаллической решетки.

Выразив в формуле (1.3) скорость через  $\mu_n E$ , получим

$$J_{n,др} = n_i e \mu_n E. \quad (1.6)$$

В этом выражении произведение  $n_i e \mu_n$  представляет собой удельную электронную проводимость  $\sigma_n$ , что следует из записи закона Ома для плотности тока:

$$J_{n,др} = \sigma_n E. \quad (1.7)$$

Приведенные соотношения и рассуждения можно повторить и для дырочного тока получим формулу

$$J_{p,др} = p_i e \mu_p E, \quad (1.8)$$

в которой произведение  $p_i e \mu_p$  является удельной дырочной проводимостью  $\sigma_p$ .

<sup>1</sup> Индексы  $n$  и  $p$  означают полупроводники  $n$ - и  $p$ -типа.

Плотность полного тока дрейфа в собственном полупроводнике

$$J_{\text{др}} = n_i e \mu_n E + p_i e \mu_p E = (\sigma_n + \sigma_p) E, \quad (1.9)$$

а полная удельная проводимость

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p = n_i e (\mu_n + \mu_p). \quad (1.10)$$

Таким образом, удельная проводимость зависит от концентрации носителей и от их подвижности. В полупроводниках при повышении температуры вследствие интенсивной генерации пар носителей концентрация подвижных носителей увеличивается значительно быстрее, нежели уменьшается их подвижность, поэтому с повышением температуры проводимость растет. Для сравнения можно отметить, что в металлах концентрация электронов проводимости почти не зависит от температуры и при повышении температуры проводимость уменьшается вследствие уменьшения подвижности электронов.

Напомним также, что всегда  $\mu_p < \mu_n$  и, следовательно,  $\sigma_p < \sigma_n$ . Например, при комнатной температуре для германия  $\mu_n = 3600$  и  $\mu_p = 1820$   $\text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ , а для кремния  $\mu_n = 1300$  и  $\mu_p = 460$   $\text{см}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ .

### 1.3. ПРИМЕСНАЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ

Если в полупроводнике имеются примеси других веществ, то дополнительно к собственной электропроводности появляется еще *примесная электропроводность*, которая в зависимости от рода примеси может быть электронной или дырочной. Например, германий, будучи четырехвалентным, обладает примесной электронной электропроводностью, если к нему добавлены пятивалентные сурьма (Sb), или мышьяк (As), или фосфор (P). Их атомы взаимодействуют с атомами германия только четырьмя своими электронами, а пятый электрон они отдают в зону проводимости. В результате добавляется некоторое число электронов проводимости. Примеси, атомы которых отдают электроны, называют *донорами* («донор» означает «дающий, жертвующий»). Атомы доноров, теряя электроны, сами заря-

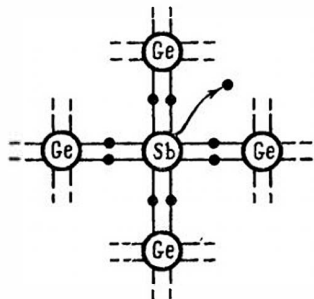


Рис. 1.8. Возникновение примесной электронной электропроводности

жаются положительно. На рис. 1.8 показано с помощью плоскостной схемы строения полупроводника, как атом донорной примеси (пятивалентной сурьмы), находящийся в окружении атомов германия, отдает один электрон в зону проводимости.

Полупроводники с преобладанием электронной электропроводности называют *электронными полупроводниками* или *полупроводниками n-типа*. Зонная диаграмма такого полупроводника показана на рис. 1.9. Энергетические уровни атомов донора расположены лишь немного ниже зоны проводимости основного полупроводника. Поэтому из каждого атома донора один электрон легко переходит в зону проводимости, и таким образом в этой зоне появляется дополнительное число электронов, равное числу атомов донора. В самих атомах донора при этом дырки не образуются.

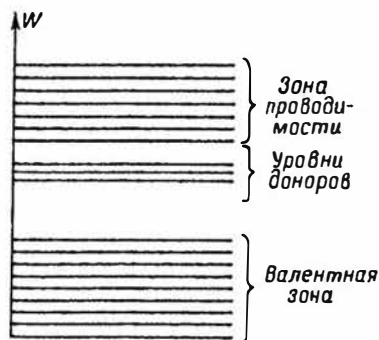


Рис. 1.9. Зонная диаграмма полупроводника n-типа

Если же четырехвалентный германий содержит примеси трехвалентных бора (В), или индия (In), или алюминия (Al), то их атомы отнимают электроны от атомов германия и в последних образуются дырки. Вещества, отбирающие электроны и создающие примесную дырочную электропроводность, называют *акцепторами* («акцептор» означает «приниматель»). Атомы акцептора, захватывая электроны, сами заряжаются отрицательно. Рис. 1.10 показывает схематически, как атом акцепторной примеси, расположенный среди атомов германия, захватывает электрон от соседнего атома германия, в котором при этом создается дырка.

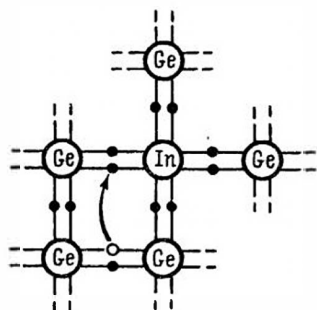


Рис. 1.10. Возникновение примесной дырочной электропроводности

Полупроводники с преобладанием дырочной электропроводности называют *дырочными полупроводниками* или *полупроводниками p-типа* (рис. 1.11). Энергетические уровни акцепторных атомов располагаются лишь немного выше валентной зоны. На эти уровни легко переходят электроны из валентной зоны, в которой при этом возникают дырки.

В полупроводниковых приборах используются главным образом полупроводники, содержащие донорные или акцепторные примеси и называемые примесными. При обычных рабочих температурах в таких полупроводниках все атомы примеси участвуют в создании примесной электропроводности, т. е. каждый атом примеси либо отдает, либо захватывает один электрон.

Чтобы примесная электропроводность преобладала над собственной,

концентрация атомов донорной примеси  $N_d$  или акцепторной примеси  $N_a$  должна превышать концентрацию собственных носителей заряда. Практически при изготовлении примесных полупроводников значения  $N_d$  или  $N_a$  всегда во много раз больше, чем  $n_i$  или  $p_i$ . Например, для германия, у которого при комнатной температуре  $n_i = p_i = 10^{13} \text{ см}^{-3}$ , концентрации  $N_d$  и  $N_a$  могут быть равными  $10^{15} - 10^{18} \text{ см}^{-3}$  каждая, т. е. в  $10^2 - 10^5$  раз больше концентрации собственных носителей. В дальнейшем все числовые примеры мы будем приводить для германия при комнатной температуре.

Носители заряда, концентрация кото-



Рис. 1.11. Зонная диаграмма полупроводника p-типа

рых в данном полупроводнике преобладает, называются *основными*. Ими являются электроны в полупроводнике n-типа и дырки в полупроводнике p-типа. *Неосновными* называются носители заряда, концентрация которых меньше, чем концентрация основных носителей. Если  $N_d \gg n_i$ , то можно пренебречь концентрацией собственных носителей, т. е. электронов, и тогда  $n_n \approx N_d$ . Например, для германия n-типа может быть  $n_n \approx 10^{16} \text{ см}^{-3}$ . Ясно, что по сравнению с этим значением концентрацию собственных носителей  $n_i = 10^{13} \text{ см}^{-3}$  учитывать не нужно, так как она в 1000 раз меньше.

Концентрация неосновных носителей в примесном полупроводнике уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается концентрация основных носителей. Таким образом, если в герма-



нии  $i$ -типа  $n_i = p_i = 10^{13} \text{ см}^{-3}$ , а после добавления донорной примеси концентрация электронов возросла в 1000 раз и стала  $n_n = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , то концентрация неосновных носителей (дырок) уменьшится в 1000 раз и станет  $p_n = 10^{10} \text{ см}^{-3}$ , т. е. будет в миллион раз меньше концентрации основных носителей. Это объясняется тем, что при увеличении в 1000 раз концентрации электронов проводимости, полученных от донорных атомов, нижние энергетические уровни зоны проводимости оказываются занятыми и переход электронов из валентной зоны возможен только на более высокие уровни зоны проводимости. Но для такого перехода электроны должны иметь большую энергию, чем в собственном полупроводнике, и поэтому значительно меньшее число электронов может его осуществить. Соответственно этому значительно уменьшается число дырок проводимости в валентной зоне. Оказывается, что всегда для примесного полупроводника  $n$ -типа справедливо соотношение

$$n_n p_n = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2. \quad (1.11)$$

В нашем примере получилось:  $10^{16} \cdot 10^{10} = (10^{13})^2 = 10^{26}$ .

Сказанное о полупроводнике  $n$ -типа относится также и к полупроводнику  $p$ -типа. В нем  $N_a \gg p_i$ , и можно считать, что  $p_p \approx N_a$ . Например, для германия  $p$ -типа может быть  $p_p = 10^{16}$  и  $n_p = 10^{10} \text{ см}^{-3}$ . Для полупроводника  $p$ -типа также всегда справедливо соотношение

$$n_n p_p = n_i p_i = n_i^2 = p_i^2. \quad (1.12)$$

Рассмотренные примеры наглядно показывают, что ничтожно малое количество примеси существенно изменяет характер электропроводности и проводимость полупроводника. Действительно, концентрация примеси  $10^{16} \text{ см}^{-3}$  при числе атомов германия  $4,4 \cdot 10^{22}$  в  $1 \text{ см}^3$  означает, что добавляется всего лишь один атом примеси на четыре с лишним миллиона атомов германия, т. е. примесь составляет менее  $10^{-4} \%$ . Но в результате этого концентрация основных носителей воз-

растает в 1000 раз и соответственно увеличивается проводимость.

Получение полупроводников с таким малым и строго дозированным содержанием нужной примеси является весьма сложным процессом. При этом исходный полупроводник, к которому добавляется примесь, должен быть очень чистым. Для германия посторонние примеси допускаются в количестве не более  $10^{-8} \%$ , т. е. не более одного атома на 10 миллиардов атомов германия. А для кремния посторонних примесей допускается еще меньше: они не должны превышать  $10^{-11} \%$ .

Удельная проводимость примесных полупроводников определяется так же, как и для собственных полупроводников. Если пренебречь проводимостью за счет неосновных носителей, то для полупроводников  $n$ -типа и  $p$ -типа можно соответственно написать

$$\sigma_n = n_n e \mu_n \quad \text{и} \quad \sigma_p = p_p e \mu_p. \quad (1.13)$$

Рассмотрим прохождение тока через полупроводники с разным типом электропроводности, причем для упрощения будем пренебрегать током неосновных носителей. На рис. 1.12, как и ранее, дырки изображены светлыми, а электроны — темными кружками. Знаки «плюс» или «минус» обозначают соответственно заряженные атомы кристаллической решетки. Под действием ЭДС источника в проводах, соединяющих полупроводник  $n$ -типа с источником, и в самом полупроводнике движутся электроны

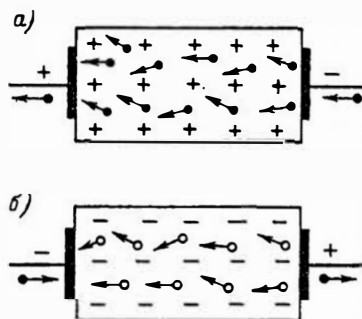


Рис. 1.12. Ток в полупроводниках с электронной (а) и дырочной (б) электропроводностью

проводимости. В соединительных проводах полупроводника  $p$ -типа по-прежнему движутся электроны, а в самом полупроводнике ток следует рассматривать как перемещение дырок. Электроны с отрицательного полюса поступают в полупроводник и заполняют пришедшие сюда дырки. К положительному полюсу приходят электроны из соседних частей полупроводника, и в этих частях образуются дырки, которые перемещаются от правого края к левому.

В электротехнике принято условное направление тока от плюса к минусу. При изучении электронных приборов обычно удобнее рассматривать истинное направление движения электронов — от минуса к плюсу. Мы будем показывать, как и выше, это направление стрелкой с жирной точкой в начале, а условное направление тока — стрелкой без точки.

## 1.4. ДИФфуЗИЯ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

В полупроводниках помимо тока проводимости (дрейфа носителей) может быть еще *диффузионный ток*, причиной возникновения которого является не разность потенциалов, а разность концентраций носителей.

Если носители заряда распределены равномерно по полупроводнику, то их концентрация является *равновесной*. Под влиянием каких-либо внешних воздействий в разных частях полупроводника концентрация может стать неодинаковой, *неравновесной*. Например, если часть полупроводника подвергнуть действию излучения, то в ней усилится генерация пар носителей и возникнет дополнительная концентрация носителей, называемая *избыточной*.

Так как носители имеют собственную кинетическую энергию, то они всегда переходят из мест с более высокой концентрацией в места с меньшей концентрацией, т. е. стремятся к выравниванию концентрации. Явление диффузии характерно для многих частиц

вещества, а не только для подвижных носителей заряда. Известна, например, диффузия молекул во многих веществах. И всегда причиной диффузии является неодинаковость концентрации частиц, а сама диффузия совершается за счет собственной энергии теплового движения частиц.

Диффузионное движение подвижных носителей заряда (электроны и дырки) называется диффузионным током ( $i_{\text{диф}}$ ). Этот ток, так же как ток проводимости, может быть электронным или дырочным, и плотность его определяется следующими формулами:

$$J_{\text{нлнф}} = eD_n \Delta n / \Delta x \quad \text{и} \quad J_{\text{рлнф}} = -eD_p \Delta p / \Delta x, \quad (1.14)$$

где величины  $\Delta n / \Delta x$  и  $\Delta p / \Delta x$  являются так называемыми *градиентами концентрации*, а  $D_n$  и  $D_p$  — *коэффициентами диффузии*.

Градиент концентрации характеризует, насколько резко меняется концентрация вдоль оси  $x$ , т. е. каково изменение концентрации  $n$  или  $p$  на единицу длины. Если разности концентраций нет, то  $\Delta n = 0$  или  $\Delta p = 0$  и ток диффузии не возникает. Чем больше изменение концентрации  $\Delta n$  или  $\Delta p$  на данном расстоянии  $\Delta x$ , тем больше ток диффузии.

Коэффициент диффузии характеризует интенсивность процесса диффузии. Он пропорционален подвижности носителей, различен для разных веществ и зависит от температуры. Единица его — квадратный сантиметр в секунду. Коэффициент диффузии для электронов всегда больше, чем для дырок. Например, при комнатной температуре для германия  $D_n = 98$  и  $D_p = 47$  см<sup>2</sup>/с, а для кремния  $D_n = 34$  и  $D_p = 12$  см<sup>2</sup>/с.

Знак «минус» в формуле плотности дырочного диффузионного тока поставлен потому, что дырочный ток направлен в сторону уменьшения концентрации дырок. Это поясняет рис. 1.13, из которого видно, что если концентрация дырок  $p$  возрастает с увеличением координаты  $x$ , то дырки движутся в сторону, противоположную положительному направлению оси  $x$ . Следовательно,

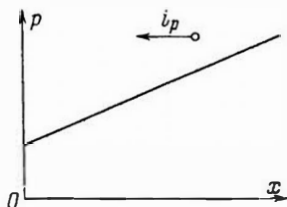


Рис. 1.13. Движение дырок при разной концентрации носителей

дырочный ток в этом случае надо считать отрицательным.

Если за счет какого-то внешнего воздействия в некоторой части полупроводника создана избыточная концентрация носителей, а затем внешнее воздействие прекратилось, то избыточные носители будут рекомбинировать и распространяться путем диффузии в другие части полупроводника. Избыточная концентрация начнет убывать по экспоненциальному закону, показанному на рис. 1.14 для электронной концентрации. Время, в течение которого избыточная концентрация уменьшится в 2,7 раза, т. е. станет равна 0,37 первоначального значения  $n_0$ , называют *временем жизни* неравновесных носителей  $\tau_n$ . Этой величиной характеризуют изменение избыточной концентрации во времени.

Рекомбинация неравновесных носителей происходит внутри полупроводника и на его поверхности и сильно зависит от примесей, а также от состояния поверхности. Значения  $\tau_n$  для германия и кремния в различных слу-

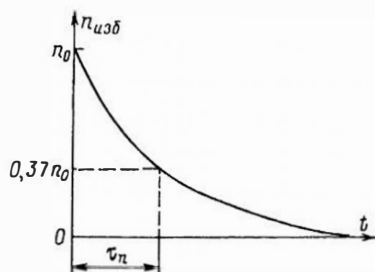


Рис. 1.14. Изменение избыточной концентрации во времени

чаях могут быть от долей микросекунды до сотен микросекунд и более.

При диффузионном распространении неравновесных носителей, например электронов, вдоль полупроводника концентрация их вследствие рекомбинации также убывает с расстоянием по экспоненциальному закону (рис. 1.15). Расстояние  $L_n$ , на котором избыточная концентрация неравновесных носителей уменьшается в 2,7 раза, т. е. становится равной 0,37 первоначального значения  $n_0$ , называют *диффузионной длиной*. Она характеризует степень убывания избыточной концентрации в пространстве.

Таким образом, убывание избыточ-

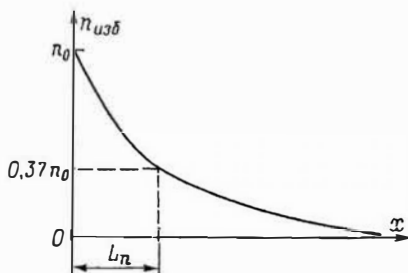


Рис. 1.15. Изменение избыточной концентрации в пространстве

ной концентрации происходит во времени и в пространстве, и поэтому величины  $\tau_n$  и  $L_n$  оказываются связанными друг с другом следующей зависимостью:

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}. \quad (1.15)$$

Все сказанное относится также и к избыточной концентрации дырок, но для нее значения  $\tau_p$  и  $L_p$  получаются иными, нежели для электронной концентрации.

Ток проводимости и ток диффузии, генерация пар носителей и рекомбинация, изменение избыточной концентрации носителей во времени и пространстве не исчерпывают всего многообразия сложных явлений, происходящих в полупроводниках, но они наиболее важны и, зная их, можно правильно понять работу полупроводниковых приборов.

# ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЕ И МЕТАЛЛОПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЕРЕХОДЫ

## 2.1. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД ПРИ ОТСУТСТВИИ ВНЕШНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Область на границе двух полупроводников с различными типами электропроводности называется *электронно-дырочным* или  *$n-p$ -переходом*. Электронно-дырочный переход обладает несимметричной проводимостью, т. е. имеет нелинейное сопротивление. Работа большинства полупроводниковых приборов (диоды, транзисторы и др.) основана на использовании свойств одного или нескольких  $n-p$ -переходов. Рассмотрим более подробно физические процессы в таком переходе.

Пусть внешнее напряжение на переходе отсутствует (рис. 2.1). Так как

носители заряда в каждом полупроводнике совершают беспорядочное тепловое движение, т. е. имеют собственные скорости, то происходит их диффузия из одного полупроводника в другой. Как и при любой другой диффузии, например в газах и жидкостях, носители перемещаются оттуда, где их концентрация больше, туда, где их концентрация меньше. Таким образом, из полупроводника  $n$ -типа в полупроводник  $p$ -типа диффундируют электроны, а в обратном направлении из полупроводника  $p$ -типа в полупроводник  $n$ -типа диффундируют дырки. Это диффузионное перемещение электронов и дырок показано на рис. 2.1, а стрелками. Крестики с плюсом и минусом изображают атомы донорной и акцепторной примеси, заряженные соответственно положительно и отрицательно.

В результате диффузии носителей по обе стороны границы раздела двух полупроводников с различным типом электропроводности создаются объемные заряды различных знаков. В области  $n$  возникает положительный объемный заряд. Он образован главным образом положительно заряженными атомами донорной примеси и в небольшой степени — пришедшими в эту область дырками. Подобно этому в области  $p$  возникает отрицательный объемный заряд, образованный отрицательно заряженными атомами акцепторной примеси и, отчасти, пришедшими сюда электронами. На рис. 2.1, а для упрощения носители и атомы примесей показаны только в области перехода.

Между образовавшимися объемными зарядами возникают так называемая *контактная разность потенциалов*  $u_k = \varphi_n - \varphi_p$  и электрическое поле (вектор напряженности  $E_k$ ). На рис. 2.1, б изображена потенциальная диаграмма  $n-p$ -перехода для рассматриваемого случая, когда внешнее напряжение к переходу не приложено. На этой диаграмме,

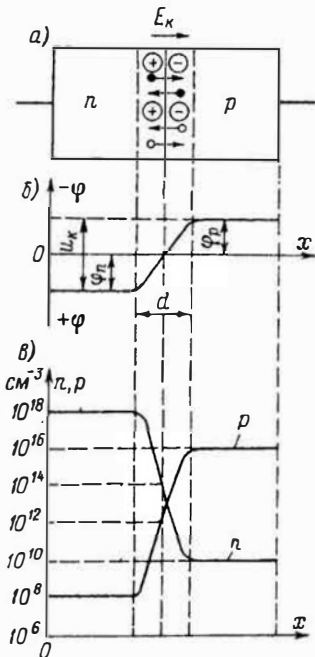


Рис. 2.1. Электронно-дырочный переход при отсутствии внешнего напряжения

показывающей распределение потенциала вдоль оси  $x$ , перпендикулярной плоскости раздела двух полупроводников, за нулевой потенциал принят потенциал граничного слоя. Конечно, можно было бы за нулевой принять потенциал области  $n$  или  $p$ . На рис. 2.1 и последующих рисунках для наглядности искажен масштаб. На самом деле толщина  $n$ — $p$ -перехода очень мала по сравнению с размерами областей  $n$  и  $p$ .

Следует отметить, что объемные заряды разных знаков возникают вблизи границы  $n$ - и  $p$ -областей, а положительный потенциал  $\varphi_n$  или отрицательный потенциал  $\varphi_p$  создается одинаковым по всей области  $n$  или  $p$ . Если бы в различных частях области  $n$  или  $p$  потенциал был различным, т. е. была бы разность потенциалов, то возник бы ток, в результате которого все равно произошло бы выравнивание потенциала в данной области. Нужно помнить, что заряд и потенциал имеют разный физический смысл. Там, где есть электрический потенциал, не обязательно должен быть заряд.

Как видно, в  $n$ — $p$ -переходе возникает *потенциальный барьер*, препятствующий диффузионному переходу носителей. На рис. 2.1,б изображен барьер для электронов, стремящихся за счет диффузии перемещаться слева направо (из области  $n$  в область  $p$ ). Если бы мы отложили вверх положительный потенциал, то получили бы изображение такого же потенциального барьера для дырок, которые стремятся диффундировать справа налево (из области  $p$  в область  $n$ ).

Высота барьера равна контактной разности потенциалов и обычно составляет десятки доли вольта. Чем больше концентрация примесей, тем выше концентрация основных носителей и тем большее число их диффундирует через границу. Плотность объемных зарядов возрастает, и увеличивается контактная разность потенциалов  $u_k$ , т. е. высота потенциального барьера. При этом толщина  $n$ — $p$ -перехода  $d$  уменьшается, так как соотвествующие объемные заряды образуются в приграничных слоях меньшей толщины. Для германия, например,

при средней концентрации примесей  $u_k = 0,3 \div 0,4$  В и  $d = 10^{-4} \div 10^{-5}$  см, а при больших концентрациях, создаваемых в некоторых приборах,  $u_k \approx 0,7$  В и  $d = 10^{-6}$  см.

Одновременно с диффузионным перемещением основных носителей через границу происходит и обратное перемещение носителей под действием электрического поля контактной разности потенциалов. Это поле перемещает дырки из  $n$ -области обратно в  $p$ -область и электроны из  $p$ -области обратно в  $n$ -область. На рис. 2.1,а такое перемещение неосновных носителей (дрейф) показано также стрелками. При постоянной температуре  $n$ — $p$ -переход находится в состоянии динамического равновесия. Каждую секунду через границу в противоположных направлениях диффундирует определенное число электронов и дырок, а под действием поля столько же их дрейфует в обратном направлении.

Нетрудно представить себе механическую аналогию этого процесса, если считать, что диаграмма на рис. 2.1,б изображает горку, на которую вкатываются шарики (электроны) с различной начальной скоростью. За счет начальных скоростей шарики будут подниматься на ту или иную высоту, останавливаться и скатываться обратно под действием поля тяготения. Эта аналогия пригодна также и для дырок.

Как мы знаем, перемещение носителей за счет диффузии — это диффузионный ток ( $i_{\text{диф}}$ ), а движение носителей под действием поля — ток дрейфа ( $i_{\text{др}}$ ). В установившемся режиме, т. е. при динамическом равновесии перехода, эти токи равны и противоположны по направлению. Поэтому полный ток через переход равен нулю, что и должно быть при отсутствии внешнего напряжения. Каждый из токов  $i_{\text{диф}}$  и  $i_{\text{др}}$  имеет электронную и дырочную составляющие. Значения этих составляющих различны, так как зависят от концентрации и подвижности носителей. Высота потенциального барьера всегда устанавливается именно такой, чтобы наступило равновесие, т. е. диффузионный ток и ток дрейфа компенсируют друг друга. Действительно, пусть по какой-то причине,

например от повышения температуры, диффузия усилилась. Ток диффузии возрастает, через переход будет диффундировать больше носителей. Это вызовет увеличение объемных зарядов и потенциала по обе стороны границы. Значение  $u_k$  возрастет, т. е. усилится электрическое поле в переходе и повысится потенциальный барьер. Но усиление поля вызовет соответствующее увеличение тока дрейфа, т. е. обратного перемещения носителей. Пока  $i_{\text{диф}} > i_{\text{др}}$ , высота барьера растет, но в конце концов за счет увеличения  $i_{\text{др}}$  наступит равенство  $i_{\text{диф}} = i_{\text{др}}$  и дальнейшее повышение  $u_k$  прекратится.

На рис. 2.1, в показано распределение концентрации носителей в  $n$ - $p$ -переходе. Взяты значения концентраций, характерные для германия. Так как концентрации основных и неосновных носителей отличаются друг от друга в миллионы раз, то по вертикальной оси они отложены в логарифмическом масштабе. Концентрации примесей в областях  $n$  и  $p$  обычно бывают различными. Именно такой случай показан на рис. 2.1, в. В полупроводнике  $n$ -типа концентрации основных и неосновных носителей взяты соответственно  $n_n = 10^{18}$  и  $p_n = 10^8 \text{ см}^{-3}$ , а в полупроводнике  $p$ -типа концентрация примесей меньше, и поэтому  $p_p = 10^{16}$  и  $n_p = 10^{10} \text{ см}^{-3}$ .

Как видно, в  $n$ - $p$ -переходе концентрация электронов плавно меняется от  $10^{18}$  до  $10^{10} \text{ см}^{-3}$ , а концентрация дырок — от  $10^{16}$  до  $10^8 \text{ см}^{-3}$ . В результате этого в средней части перехода образуется слой с малой концентрацией носителей (так называемый *обедненный носителями слой*). Например, на самой границе концентрация электронов составляет  $10^{14} \text{ см}^{-3}$ , т. е. она в 10000 раз меньше, чем в области  $n$ , а концентрация дырок равна  $10^{12} \text{ см}^{-3}$ , и она тоже в 10000 раз меньше, чем в области  $p$ . Соответственно и удельная электрическая проводимость  $n$ - $p$ -перехода будет во много раз меньше, чем в остальных частях областей  $n$  и  $p$ . Можно также рассматривать слой, обедненный подвижными носителями, как результат действия электрического поля контактной разности потенциалов. Это

поле «выталкивает» из пограничных слоев подвижные носители: электроны перемещаются в область  $n$ , а дырки — в область  $p$ .

Таким образом в  $n$ - $p$ -переходе возникает слой, называемый *запирающим* и обладающий большим сопротивлением по сравнению с сопротивлением остальных объемов  $n$ - и  $p$ -полупроводников.

## 2.2. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД ПРИ ПРЯМОМ НАПРЯЖЕНИИ

Пусть источник внешнего напряжения подключен положительным полюсом к полупроводнику  $p$ -типа (рис. 2.2, а). Такое напряжение, у которого полярность совпадает с полярностью основных носителей, называется *прямым*. Действие прямого напряжения  $u_{np}$ , вызывающее прямой ток  $i_{np}$  через переход, поясняется потенциальной диаграммой на рис. 2.2, б. (На этом и следующих рисунках потенциальная диаграмма изображена упрощенно. Для рассмотрения  $n$ - $p$ -перехода процессы в остальных частях цепи не представляют интереса. Поэтому на диаграммах не показано изменение потенциала вдоль  $n$ - и  $p$ -областей, т. е. их сопротивление принято равным нулю. Не показано также изменение потенциала в контактах облас-

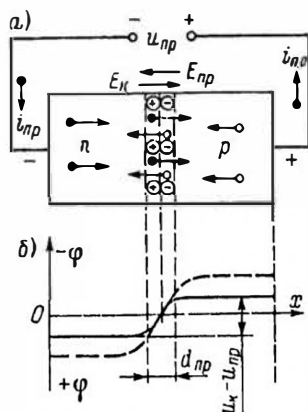


Рис. 2.2. Электронно-дырочный переход при прямом напряжении

тей  $n$  и  $p$  с электродами, к которым присоединены провода от источника напряжения.)

Электрическое поле, создаваемое в  $n$ - $p$ -переходе прямым напряжением, действует навстречу полю контактной разности потенциалов. Это показано на рисунке векторами  $E_k$  и  $E_{np}$ . Результирующее поле становится слабее, и разность потенциалов в переходе уменьшается, т. е. высота потенциального барьера понижается, возрастает диффузионный ток, так как большее число носителей может преодолеть пониженный барьер. Ток дрейфа при этом почти не изменяется, так как он зависит главным образом от числа неосновных носителей, попадающих за счет своих тепловых скоростей на  $n$ - $p$ -переход из  $n$ - и  $p$ -областей. Если пренебречь падением напряжения на сопротивлении областей  $n$  и  $p$ , то напряжение на переходе можно считать равным  $u_k - u_{np}$ . Для сравнения на рис. 2.2, б штриховой линией повторена потенциальная диаграмма при отсутствии внешнего напряжения.

Как известно, в этом случае токи  $i_{диф}$  и  $i_{др}$  равны и компенсируют друг друга. При прямом напряжении  $i_{диф} > i_{др}$  и поэтому полный ток через переход, т. е. прямой ток, уже не равен нулю:

$$i_{пр} = i_{диф} - i_{др} > 0. \quad (2.1)$$

Если барьер значительно понижен, то  $i_{диф} \gg i_{др}$  и можно считать, что  $i_{пр} \approx i_{диф}$ , т. е. прямой ток в переходе является чисто диффузионным.

Введение носителей заряда через пониженный под действием прямого напряжения потенциальный барьер в область, где эти носители являются неосновными, называется *инжекцией носителей заряда*. Слово «инжекция» означает «введение, впрыскивание». Применение термина «инжекция» необходимо для того, чтобы отличать данное явление от электронной эмиссии, в результате которой получают свободные электроны в вакууме или разреженном газе. Область полупроводникового прибора, из которой инжектируются носители, называется *эмиттерной областью* или *эмиттером*. А об-

ласть, в которую инжектируются неосновные для этой области носители заряда, называется *базовой областью* или *базой*. Таким образом, если рассматривать инжекцию электронов, то  $n$ -область является эмиттером, а  $p$ -область — базой. Для инжекции дырок, наоборот, эмиттером служит  $p$ -область, а базой —  $n$ -область.

Обычно концентрация примесей, а следовательно, и основных носителей в  $n$ - и  $p$ -областях весьма различна. Поэтому инжекция электронов из области с более высокой концентрацией основных носителей преобладает. Соответственно этому области и называют «эмиттер» и «база». Например, если  $n_n \gg p_p$ , то инжекция электронов из  $n$ -области в  $p$ -область значительно превосходит инжекцию дырок в обратном направлении. В данном случае эмиттером считают  $n$ -область, а базой —  $p$ -область, так как инжекцией дырок можно пренебречь.

При прямом напряжении не только понижается потенциальный барьер, но также уменьшается толщина запирающего слоя ( $d_{np} < d$ ) и его сопротивление в прямом направлении становится малым (единицы — десятки ом).

Поскольку высота барьера  $u_k$  при отсутствии внешнего напряжения составляет несколько десятых долей вольта, то для значительного понижения барьера и существенного уменьшения сопротивления запирающего слоя достаточно подвести к  $n$ - $p$ -переходу такое же прямое напряжение (десятые доли вольта). Поэтому большой прямой ток можно получить при очень небольшом прямом напряжении.

Очевидно, что при некотором прямом напряжении можно вообще уничтожить потенциальный барьер в  $n$ - $p$ -переходе. Тогда сопротивление перехода, т. е. запирающего слоя, станет близким к нулю и им можно будет пренебречь. Прямой ток в этом случае возрастет и будет зависеть только от сопротивления  $n$ - и  $p$ -области. Теперь уже этими сопротивлениями пренебрегать нельзя, так как именно они останутся в цепи и определяют силу тока. Поясним это числовым примером.



Пусть в некотором диоде при прямом напряжении, близком к нулю, сопротивление запирающего слоя равно 200 Ом, а сопротивление  $n$ - и  $p$ -областей — по 5 Ом. Ясно, что в этом случае полное сопротивление диода составляет  $200 + 2 \cdot 5 = 210$  Ом, т. е. примерно равно сопротивлению самого  $n$ - $p$ -перехода (200 Ом). А если при некотором прямом напряжении барьер исчезает и сопротивление перехода становится 0,5 Ом, то полное сопротивление, равное теперь  $0,5 + 2 \cdot 5 = 10,5$  Ом, можно приближенно считать состоящим только из двух сопротивлений по 5 Ом, т. е. допустимо пренебречь сопротивлением перехода.

Рассмотрим еще характер прямого тока в разных частях цепи (рис. 2.2, а). Электроны из  $n$ -области движутся через переход в  $p$ -область, а навстречу им из  $p$ -области в  $n$ -область перемещаются дырки, т. е. через переход протекают два тока: электронный и дырочный. Во внешних проводниках, конечно, движутся только электроны. Они перемещаются в направлении от минуса источника к  $n$ -области и компенсируют убыль электронов, диффундирующих через переход в  $p$ -область. А из  $p$ -области электроны уходят по направлению к плюсу источника, и тогда в этой области образуются новые дырки. Такой процесс происходит непрерывно, и, следовательно, непрерывно протекает прямой ток.

У левого края области  $n$  электронный ток имеет наибольшее значение. По мере приближения к переходу этот ток уменьшается, так как все большее число электронов рекомбинирует с дырками, движущимися через переход навстречу электронам, а дырочный ток  $i_p$ , наоборот, увеличивается. Полный прямой ток  $i_{np}$  в любом сечении, конечно, один и тот же:

$$i_{np} = i_n + i_p = \text{const.} \quad (2.2)$$

Это следует из основного закона последовательной электрической цепи: во всех частях такой цепи ток всегда одинаков.

Так как толщина перехода очень мала и он обеднен носителями, то в нем рекомбинирует мало носителей и ток

здесь не изменяется. А далее электроны, инжектированные в  $p$ -область, рекомбинируют с дырками. Поэтому по мере удаления от перехода влево в  $p$ -области ток  $i_n$  продолжает уменьшаться, а ток  $i_p$  увеличивается. У правого края  $p$ -области ток  $i_n$  наименьший, а ток  $i_p$  наибольший. На рис. 2.3 показано изменение этих токов вдоль оси

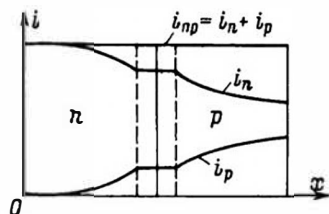


Рис. 2.3. Распределение электронного и дырочного тока в  $n$ - $p$ -переходе

$x$  для случая, когда ток  $i_n$  преобладает над током  $i_p$ , вследствие того что  $n_n > p_n$  и подвижность электронов больше подвижности дырок. Конечно, при прямом напряжении кроме диффузионного тока есть еще ток дрейфа, вызванный движением неосновных носителей. Но если он очень мал, то его можно не принимать во внимание.

### 2.3. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД ПРИ ОБРАТНОМ НАПРЯЖЕНИИ

Пусть источник внешнего напряжения подключен положительным полюсом к области  $n$ , а отрицательным — к области  $p$  (рис. 2.4, а). Под действием такого обратного напряжения  $u_{обр}$  через переход протекает очень небольшой обратный ток  $i_{обр}$ , что объясняется следующим образом. Поле, создаваемое обратным напряжением, складывается с полем контактной разности потенциалов. На рис. 2.4, а это показывают одинаковые направления векторов  $E_k$  и  $E_{обр}$ . Результирующее поле усиливается, и высота потенциального барьера теперь равна  $u_k + u_{обр}$  (рис. 2.4, б). Уже при небольшом повышении барьера диффузионное перемещение основных носите-

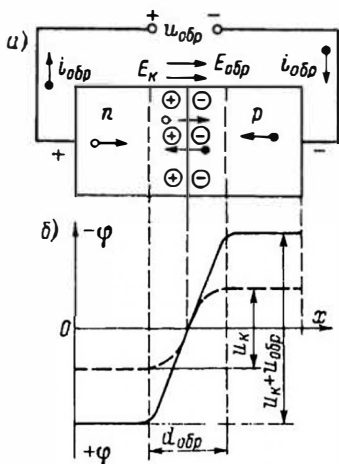


Рис. 2.4. Электронно-дырочный переход при обратном напряжении

лей через переход прекращается, т. е.  $i_{\text{диф}} = 0$ , так как собственные скорости носителей недостаточны для преодоления барьера. А ток проводимости остается почти неизменным, поскольку он определяется главным образом числом неосновных носителей, попадающих на  $n$ - $p$ -переход из  $n$ - и  $p$ -областей. Выведение неосновных носителей через  $n$ - $p$ -переход ускоряющим электрическим полем, созданным обратным напряжением, называют *экстракцией носителей заряда* (слово «экстракция» означает «выдергивание, извлечение»).

Таким образом, обратный ток  $i_{\text{обр}}$  представляет собой ток проводимости, вызванный перемещением неосновных носителей. Обратный ток получается очень небольшим, так как неосновных носителей мало и, кроме того, сопротивление запирающего слоя при обратном напряжении очень велико. Действительно, при повышении обратного напряжения поле в месте перехода становится сильнее и под действием этого поля больше основных носителей «выталкивается» из пограничных слоев в глубь  $n$ - и  $p$ -областей. Поэтому с увеличением обратного напряжения увеличивается не только высота потенциального барьера, но и толщина за-

пирающего слоя ( $d_{\text{обр}} > d$ ). Этот слой еще сильнее обедняется носителями, и его сопротивление значительно возрастает, т. е.  $R_{\text{обр}} \gg R_{\text{пр}}$ .

Уже при сравнительно небольшом обратном напряжении обратный ток становится практически постоянным. Это объясняется тем, что число неосновных носителей ограничено. С повышением температуры концентрация их возрастает и обратный ток увеличивается, а обратное сопротивление уменьшается.

Рассмотрим подробнее, как устанавливается обратный ток при включении обратного напряжения. Сначала возникает переходный процесс, связанный с движением основных носителей. Электроны в  $n$ -области движутся по направлению к положительному полюсу источника, т. е. удаляются от  $n$ - $p$ -перехода. А в  $p$ -области, удаляясь от  $n$ - $p$ -перехода, движутся дырки. У отрицательного электрода они рекомбинируют с электронами, которые приходят из проводника, соединяющего этот электрод с отрицательным полюсом источника.

Поскольку из  $n$ -области уходят электроны, она заряжается положительно, так как в ней остаются положительно заряженные атомы донорной примеси. Подобно этому  $p$ -область заряжается отрицательно, так как ее дырки заполняются приходящими электронами и в ней остаются отрицательно заряженные атомы акцепторной примеси.

Рассмотренное движение основных носителей в противоположные стороны продолжается лишь малый промежуток времени. Такой кратковременный ток подобен зарядному току конденсатора. По обе стороны  $n$ - $p$ -перехода возникают два разноименных объемных заряда, и вся система становится аналогичной заряженному конденсатору с диэлектриком, в котором имеется значительный ток утечки (его роль играет обратный ток). Но ток утечки конденсатора в соответствии с законом Ома пропорционален приложенному напряжению, а обратный ток  $n$ - $p$ -перехода сравнительно мало зависит от напряжения.

## 2.4. ПЕРЕХОД МЕТАЛЛ – ПОЛУПРОВОДНИК

В современных полупроводниковых приборах помимо контактов с электронно-дырочным переходом применяются также контакты между металлом и полупроводником. Процессы в таких переходах зависят от так называемой *работы выхода* электронов, т. е. от той энергии, которую должен затратить электрон, чтобы выйти из металла или полупроводника. Чем меньше работа выхода, тем больше электронов может выйти из данного тела. Рассмотрим процессы в различных металл-полупроводниковых переходах (рис. 2.5).

Если в контакте металла с полупроводником  $n$ -типа (рис. 2.5, а) работа выхода электронов из металла  $A_M$  меньше, чем работа выхода из полупроводника  $A_n$ , то будет преобладать выход электронов из металла в полупроводник. Поэтому в слое полупроводника около границы накапливаются основные носители (электроны), и этот слой становится обогащенным, т. е. в нем увеличивается концентрация электронов. Сопротивление этого слоя будет малым при любой полярности приложенного напряжения, и, следовательно, такой переход

не обладает выпрямляющими свойствами. Его называют *невыпрямляющим (омическим) контактом*. Подобный же невыпрямляющий переход получается в контакте металла с полупроводником  $p$ -типа (рис. 2.5, б), если работа выхода электронов из полупроводника в металл уходит больше электронов, чем в обратном направлении, и в приграничном слое полупроводника также образуется область, обогащенная основными носителями (дырками), имеющая малое сопротивление. Оба типа невыпрямляющих контактов широко используются в полупроводниковых приборах при устройстве выводов от  $n$ - и  $p$ -областей. Для этой цели подбираются соответствующие металлы.

Иные свойства имеет переход, показанный на рис. 2.5, в. Если в контакте металла с полупроводником  $n$ -типа  $A_n < A_M$ , то электроны будут переходить главным образом из полупроводника в металл и в приграничном слое полупроводника образуется область, обедненная основными носителями и поэтому имеющая большое сопротивление. Здесь создается сравнительно высокий потенциальный барьер, высота которого будет существенно изменяться в зависимости от полярности приложенного напряжения. Такой переход обладает выпрямляющими свойствами. Подобные переходы в свое время исследовал немецкий ученый В. Шотки, и поэтому потенциальный барьер, возникающий в данном случае, называют *барьером Шотки*, а диоды с этим барьером — *диодами Шотки*. В диодах Шотки (в металле, куда приходят электроны из полупроводника) отсутствуют процессы накопления и рассасывания зарядов неосновных носителей, характерные для электронно-дырочных переходов. Поэтому диоды Шотки обладают значительно более высоким быстродействием, нежели обычные диоды, так как накопление и рассасывание зарядов — процессы инерционные, т. е. требуют времени.

Аналогичные выпрямляющие свойства имеет контакт металла с полупроводником типа  $p$  при  $A_M < A_n$ .

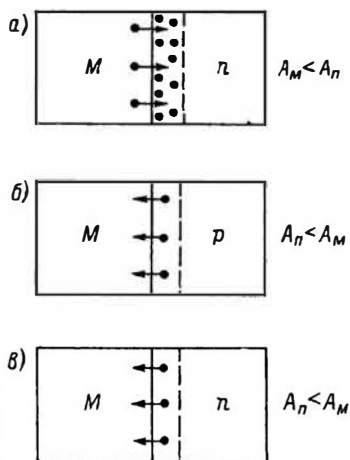


Рис. 2.5. Контакт металла (М) с полупроводником

# ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

## 3.1. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Для любого электрического прибора важна зависимость между током через прибор и приложенным напряжением. Зная эту зависимость, можно определить ток при заданном напряжении или, наоборот, напряжение, соответствующее заданному току.

Если сопротивление прибора постоянно, не зависит от тока или напряжения, то связь между током и напряжением выражается законом Ома:

$$i = u/R \text{ или } i = Gu. \quad (3.1)$$

Ток прямо пропорционален напряжению. Коэффициентом пропорциональности является проводимость  $G = 1/R$ .

График зависимости между током и напряжением называется *вольт-амперной характеристикой* данного прибора или просто *характеристикой*. Для прибора, подчиняющегося закону Ома, характеристикой является прямая линия, проходящая через начало координат (рис. 3.1).

Чем больше сопротивление  $R$ , тем меньше проводимость  $G$  и тем меньше ток при данном напряжении. Поэтому для больших сопротивлений характеристика идет более полого. Сопротивление  $R$  связано с углом наклона  $\alpha$  характеристики зависимостью

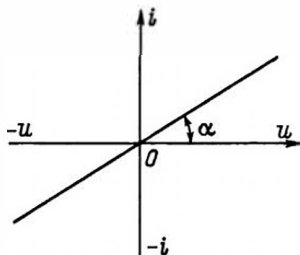


Рис. 3.1. Вольт-амперная характеристика линейного прибора

$$R = u/i = k \operatorname{ctg} \alpha, \quad (3.2)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности, учитывающий единицы величин, входящих в формулу, и масштаб, в котором значения величин отложены на осях.

Иначе можно написать:

$$G = 1/R = i/u = k' \operatorname{tg} \alpha, \quad (3.3)$$

где  $k' = 1/k$ .

Заметим, что нельзя писать  $R = \operatorname{ctg} \alpha$  или  $G = \operatorname{tg} \alpha$ , так как  $R$  и  $G$  — физические величины, имеющие определенную размерность и единицы для количественной оценки, а  $\operatorname{tg} \alpha$  и  $\operatorname{ctg} \alpha$  — тригонометрические функции, выражаемые только числом. Кроме того, в зависимости от масштаба на осях угол  $\alpha$  при данном  $R$  может быть различным.

Приборы, принцип действия которых подчиняется закону Ома, а вольт-амперная характеристика имеет вид прямой линии, проходящей через начало координат, называются *линейными*.

Существуют также приборы, у которых сопротивление не постоянно, а зависит от напряжения или тока. Для таких приборов связь между током и напряжением выражается не законом Ома, а более сложным образом и вольт-амперная характеристика не является прямой линией, проходящей через начало координат. Эти приборы называются *нелинейными*.

Электронно-дырочный переход, по существу, представляет собой полупроводниковый диод. Нелинейные свойства диода видны при рассмотрении его вольт-амперной характеристики. Пример такой характеристики для диода небольшой мощности дан на рис. 3.2. Она показывает, что прямой ток в десятки миллиампер получается при прямом напряжении в десятые доли вольта. Поэтому прямое сопротивление бывает обычно не выше нескольких десятков ом. Для более мощных диодов прямой ток составляет сотни миллиампер и

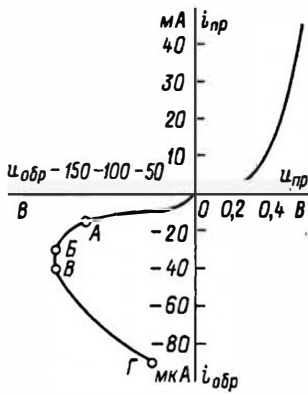


Рис. 3.2. Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода

больше при том же малом напряжении, а  $R_{пр}$  соответственно снижается до единиц и долей ома.

Характеристику для обратного тока, мало по сравнению с прямым током, обычно показывают в другом масштабе, что и сделано на рис. 3.2. Обратный ток при обратном напряжении до сотен вольт у диодов небольшой мощности составляет единицы или десятки микроампер. Это соответствует сопротивлению несколько сотен килоом и больше. Так как  $U_{обр} \gg U_{пр}$ , то эти напряжения также отложены в разных масштабах. Вследствие различия в масштабах получился излом кривой в начале координат. При неизменном масштабе характеристика была бы плавной кривой, без излома.

Характеристика для прямого тока вначале имеет значительную нелинейность, так как при увеличении  $U_{пр}$  сопротивление запирающего слоя уменьшается. Поэтому кривая идет со все большей крутизной. Но при напряжении в десятые доли вольта запирающий слой практически исчезает и остается только сопротивление  $n$ - и  $p$ -областей, которое приближенно можно считать постоянным. Поэтому далее характеристика становится почти линейной. Небольшая нелинейность здесь объясняется тем, что при увеличении тока  $n$ - и  $p$ -области нагреваются и от этого их сопротивление уменьшается.

Обратный ток при увеличении обратного напряжения сначала быстро воз-

растает. Это вызвано тем, что уже при небольшом обратном напряжении за счет повышения потенциального барьера в переходе резко снижается диффузионный ток, который направлен навстречу току проводимости. Следовательно, полный ток  $i_{обр} = i_{др} - i_{диф}$  резко увеличивается. Однако при дальнейшем повышении обратного напряжения ток растет незначительно. Рост тока происходит вследствие нагрева перехода, за счет утечки по поверхности, а также за счет лавинного размножения носителей заряда, т. е. увеличения числа носителей заряда в результате ударной ионизации. Явление ударной ионизации состоит в том, что при более высоком обратном напряжении электроны приобретают большую скорость и, ударяя в атомы кристаллической решетки, выбивают из них новые электроны, которые, в свою очередь, разгоняются полем и также выбивают из атомов электроны. Такой процесс усиливается с повышением напряжения.

При некотором значении обратного напряжения возникает пробой  $n$ - $p$ -перехода, при котором обратный ток резко возрастает и сопротивление запирающего слоя резко уменьшается. Следует различать электрический и тепловой пробой  $n$ - $p$ -перехода. Электрический пробой, области которого соответствует на рис. 3.2 участок  $АВВ$  характеристики, является обратимым, т. е. при этом пробое в переходе не происходит необратимых изменений (разрушения структуры вещества). Поэтому работа диода в режиме электрического пробоя допустима. Специальные диоды для стабилизации напряжения — полупроводниковые стабилитроны — работают на участке  $ВВ$  характеристики. Могут существовать два вида электрического пробоя, которые нередко сопутствуют друг другу: лавинный и туннельный.

Лавинный пробой объясняется лавинным размножением носителей за счет ударной ионизации и за счет вырывания электронов из атомов сильным электрическим полем. Этот пробой характерен для  $n$ - $p$ -переходов большой толщины, получающихся при сравнительно малой концентрации примесей в

полупроводниках. Пробивное напряжение для лавинного пробоя составляет десятки или сотни вольт.

Туннельный пробой объясняется явлением туннельного эффекта. Сущность последнего состоит в том, что при поле напряженностью более  $10^5$  В/см, действующем в  $n$ - $p$ -переходе малой толщины, некоторые электроны проникают через переход без изменения своей энергии. Тонкие переходы, в которых возможен туннельный эффект, получаются при высокой концентрации примесей. Напряжение, соответствующее туннельному пробую, обычно не превышает единиц вольт. Более подробно туннельный эффект рассматривается в гл. 8.

Области теплового пробоя соответствует на рис. 3.2 участок  $BГ$ . Тепловой пробой необратим, так как он сопровождается разрушением структуры вещества в месте  $n$ - $p$ -перехода. Причиной теплового пробоя является нарушение устойчивости теплового режима  $n$ - $p$ -перехода. Это означает, что количество теплоты, выделяющейся в переходе от нагрева его обратным током, превышает количество теплоты, отводимой от перехода. В результате температура перехода возрастает, сопротивление его уменьшается и ток увеличивается, что приводит к перегреву перехода и его тепловому разрушению.

### 3.2. ЕМКОСТЬ

В § 2.3 говорилось о том, что  $n$ - $p$ -переход при обратном напряжении  $u_{обр}$  аналогичен конденсатору со значительным током утечки в диэлектрике. Запирающий слой имеет высокое сопротивление и играет роль диэлектрика, а по обе его стороны расположены два разноименных объемных заряда  $+Q_{обр}$  и  $-Q_{обр}$ , созданные ионизированными атомами донорной и акцепторной примеси. Поэтому  $n$ - $p$ -переход обладает емкостью, подобной конденсатору с двумя обкладками. Эту емкость называют *барьерной емкостью*. При постоянном напряжении она определяется отношением

$$C_6 = Q_{обр}/u_{обр} \quad (3.4)$$

а при переменном напряжении —

$$C_6 = \Delta Q_{обр}/\Delta u_{обр} \quad (3.5)$$

Барьерная емкость, как и емкость обычных конденсаторов, возрастает при увеличении площади  $n$ - $p$ -перехода, диэлектрической проницаемости полупроводника и уменьшении толщины запирающего слоя. Несмотря на то что у диодов небольшой мощности площадь перехода мала, емкость  $C_6$  весьма заметна за счет малой толщины запирающего слоя и сравнительно большой относительной диэлектрической проницаемости (например, у германия  $\epsilon = 16$ ). В зависимости от площади перехода значение  $C_6$  может быть от единиц до сотен пикофард. Особенность барьерной емкости состоит в том, что она нелинейна, т.е. изменяется при изменении напряжения на переходе. Если обратное напряжение возрастает, то толщина запирающего слоя увеличивается и емкость  $C_6$  уменьшается. Характер этой зависимости показывает график на рис. 3.3. Как видно, под влиянием напряжения  $u_{обр}$  емкость  $C_6$  изменяется в несколько раз.

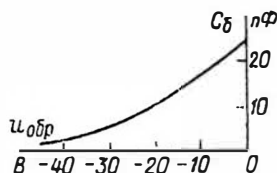


Рис. 3.3. Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения

Барьерная емкость вредно влияет на выпрямление переменного тока, так как шунтирует диод и через нее на более высоких частотах проходит переменный ток. Однако барьерная емкость бывает и полезной. Специальные диоды (*варикапы и варакторы*) используют как конденсаторы переменной емкости для настройки колебательных контуров, а также в некоторых схемах, работа которых основана на свойствах нелинейной емкости. В отличие от обычных конденсаторов переменной емкости, в которых емкость изменяют механическим путем,

в варикапах это изменение достигается регулировкой обратного напряжения. Такую настройку колебательных контуров называют *электронной настройкой*.

При прямом напряжении диод кроме барьерной емкости обладает так называемой *диффузионной емкостью*  $C_{\text{диф}}$ , которая также нелинейна и возрастает при увеличении  $u_{\text{пр}}$ . Диффузионная емкость характеризует накопление подвижных носителей заряда в  $n$ - и  $p$ -областях при прямом напряжении на переходе. Она практически существует только при прямом напряжении, когда носители заряда в большом количестве диффундируют (инжектируют) через пониженный потенциальный барьер и, не успев рекомбинировать, накапливаются в  $n$ - и  $p$ -областях. Так, например, если в некотором диоде  $p$ -область является эмиттером, а  $n$ -область — базой, то при подаче прямого напряжения из  $p$ -области в  $n$ -область через переход устремляется большое число дырок<sup>1</sup> и, следовательно, в  $n$ -области появляется положительный заряд. Одновременно под действием источника прямого напряжения из провода внешней цепи в  $n$ -область входят электроны и в этой области возникает отрицательный заряд. Дырки и электроны в  $n$ -области не могут мгновенно рекомбинировать. Поэтому каждому значению прямого напряжения соответствует определенное значение двух равных разноименных зарядов  $+Q_{\text{диф}}$  и  $-Q_{\text{диф}}$ , накопленных в  $n$ -области за счет диффузии носителей через переход. Емкость  $C_{\text{диф}}$ , как обычно, представляет собой отношение заряда к разности потенциалов: при постоянном напряжении

$$C_{\text{диф}} = Q_{\text{диф}}/u_{\text{пр}}; \quad (3.6)$$

при переменном напряжении

$$C_{\text{диф}} = \Delta Q_{\text{диф}}/\Delta u_{\text{пр}}. \quad (3.7)$$

С увеличением  $u_{\text{пр}}$  прямой ток растет быстрее, чем напряжение, так как вольт-

амперная характеристика для прямого тока нелинейна; поэтому  $Q_{\text{диф}}$  растет быстрее, чем  $u_{\text{пр}}$ , и  $C_{\text{диф}}$  увеличивается.

Диффузионная емкость значительно больше барьерной, но использовать ее не удастся, так как она зашунтирована малым прямым сопротивлением самого диода.

Имея в виду, что диод обладает емкостью, можно составить его эквивалентную схему для переменного тока (рис. 3.4, а). Сопротивление  $R_0$  в этой схеме представляет собой суммарное,

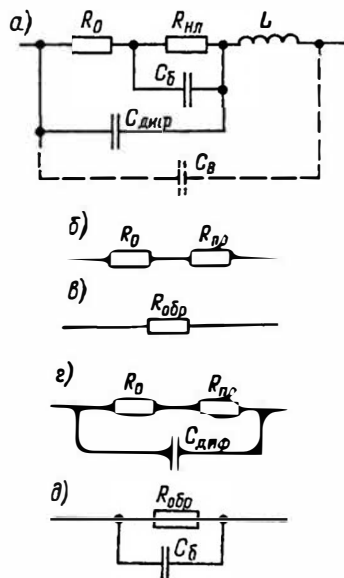


Рис. 3.4. Полная и упрощенные эквивалентные схемы полупроводникового диода

сравнительно небольшое сопротивление  $n$ - и  $p$ -областей и контактов этих областей с выводами. Нелинейное сопротивление  $R_{\text{нл}}$  при прямом напряжении равно  $R_{\text{пр}}$ , т. е. невелико, а при обратном напряжении  $R_{\text{нл}} = R_{\text{обр}}$ , т. е. оно очень большое. Приведенная эквивалентная схема в различных частных случаях может быть упрощена. На низких частотах емкостное сопротивление очень велико и можно емкость не учитывать. Тогда при прямом напряжении в эквивалентной схеме остаются лишь сопротивления  $R_0$  и  $R_{\text{пр}}$  (рис. 3.4, б),

<sup>1</sup> Поток электронов из  $n$ -области в  $p$ -область в данном случае можно пренебречь, так как  $n_p \ll p_p$ .



а при обратном напряжении — только сопротивление  $R_{обр}$ , так как  $R_0 \ll R_{обр}$  (рис. 3.4, в). На высоких частотах емкости имеют сравнительно небольшое сопротивление. Поэтому при прямом напряжении получается схема по рис. 3.4, з (если частота не очень высокая, то  $C_{диф}$  практически не влияет), а при обратном остаются  $R_{обр}$  и  $C_6$  (рис. 3.4, д).

Следует иметь в виду, что существует еще емкость  $C_6$  между выводами диода, которая может заметно шунтировать диод на очень высоких частотах. Она показана на рисунке штрихами. На СВЧ может также проявляться индуктивность выводов.

### 3.3. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ СВОЙСТВА

На электропроводность полупроводников значительное влияние оказывает температура. При повышении температуры усиливается генерация пар носителей заряда, т. е. увеличивается концентрация носителей и проводимость растет. Поэтому свойства полупроводниковых диодов сильно зависят от температуры. Это наглядно показывают вольт-амперные характеристики, снятые при различной температуре. На рис. 3.5 они представлены для германиевого диода. Как видно, при повышении температуры прямой и обратный токи растут. Очень резко увеличивается обратный ток, что объясняется усилением генерации пар носителей. У германиевых диодов обратный ток возрастает примерно в 2 раза при повышении температуры на каждые  $10^\circ\text{C}$ . Это можно выразить следующей формулой:

$$i_{обр(t)} = i_{обр(20^\circ\text{C})} \cdot 2^{(t-20)/10}. \quad (3.8)$$

Следовательно, если температура поднялась с  $20$  до  $70^\circ\text{C}$ , то ток  $i_{обр}$  увеличивается в  $2^5$ , т. е. в 32 раза. Кроме того, с повышением температуры у германиевых диодов снижается напряжение электрического пробоя.

У кремниевых диодов при нагреве на каждые  $10^\circ\text{C}$  обратный ток увеличивается примерно в 2,5 раза, а напряжение электрического пробоя при повы-

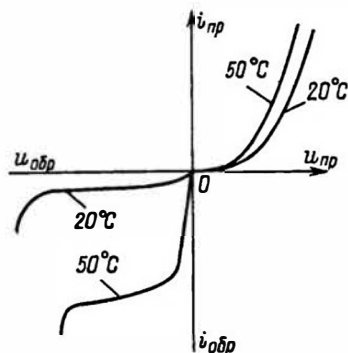


Рис. 3.5. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику диода

шению температуры сначала несколько возрастает, а затем уменьшается.

Прямой ток при нагреве диода растет не так сильно, как обратный. Это объясняется тем, что прямой ток возникает главным образом за счет примесной проводимости, а концентрация примесей не зависит от температуры.

С повышением температуры несколько возрастает барьерная емкость диода. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ), показывающий изменение емкости при изменении температуры на один градус, равен  $10^{-4} - 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ .

### 3.4. РАБОЧИЙ РЕЖИМ

В практических схемах в цепь диода включается какая-либо нагрузка, например резистор (рис. 3.6, а). В условном графическом обозначении (схематическом изображении) полупроводникового диода треугольник является анодом, черточка — катодом. Прямой ток проходит тогда, когда анод имеет положительный потенциал относительно катода. Следовательно, треугольник нужно рассматривать как острие стрелки, показывающей условное направление прямого тока. Именно в этом направлении при прямом токе движутся дырки, электроны же движутся в противоположном направлении.

Режим диода с нагрузкой называют *рабочим режимом*. Если бы диод обладал линейным сопротивлением, то

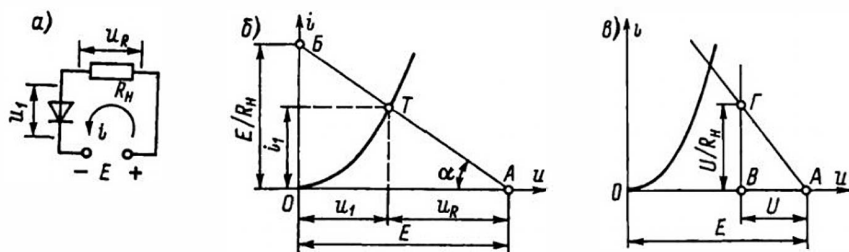


Рис. 3.6. Схема включения диода с нагрузкой и построение линии нагрузки

расчет тока в подобной схеме не представлял бы затруднений, так как общее сопротивление цепи равно сумме сопротивления диода постоянному току  $R_0$  и сопротивления нагрузочного резистора  $R_n$ . Но диод обладает нелинейным сопротивлением, и значение  $R_0$  у него изменяется при изменении тока. Поэтому расчет тока делают графически. Задача состоит в следующем: известны значения  $E$ ,  $R_n$  и характеристика диода, требуется определить ток в цепи и напряжение на диоде.

Характеристику диода следует рассматривать как график некоторого уравнения, связывающего величины  $i$  и  $u$ . А для сопротивления  $R_n$  подобным уравнением является закон Ома:

$$i = u_R / R_n = (E - u) / R_n. \quad (3.9)$$

Итак, имеются два уравнения с двумя неизвестными  $i$  и  $u$ , причем одно из уравнений дано графически. Для решения такой системы уравнений надо построить график второго уравнения и найти координаты точки пересечения двух графиков.

Уравнение для сопротивления  $R_n$  — это уравнение первой степени относительно  $i$  и  $u$ . Его графиком является прямая линия, называемая *линией нагрузки*. Проще всего она строится по двум точкам на осях координат. При  $i = 0$  из уравнения (3.9) получаем:  $E - u = 0$  или  $u = E$ , что соответствует точке  $A$  на рис. 3.6, б. А если  $u = 0$ , то  $i = E / R_n$ . Откладываем этот ток на оси ординат (точка  $B$ ). Через точки  $A$  и  $B$  проводим прямую, которая является ли-

нией нагрузки. Координаты точки  $T$  дают решение поставленной задачи. Следует отметить, что все остальные точки прямой  $AB$  не соответствуют каким-либо рабочим режимам диода. Можно строить линию нагрузки по углу ее наклона  $\alpha$ , поскольку  $R_n = k \operatorname{ctg} \alpha$ . Но это менее удобно, так как надо определять коэффициент  $k$  с учетом масштабов и находить угол  $\alpha$  по его котангенсу.

При построении линии нагрузки для сравнительно малых  $R_n$  точка  $B$  окажется за пределами чертежа. В этом случае следует отложить от точки  $A$  влево произвольное напряжение  $U$  (рис. 3.6, в) и от полученной точки  $B$  отложить ток, равный  $U / R_n$  (отрезок  $B\Gamma$ ). Прямая, проведенная через точки  $A$  и  $\Gamma$ , будет линией нагрузки.

Иногда заданы  $u$  и  $i$  (точка  $T$ ) и сопротивление нагрузки  $R_n$ , а надо определить  $E$ , или, наоборот, при заданном  $E$  требуется определить сопротивление нагрузки  $R_n$ . Графические построения для этих случаев предлагается сделать читателю самому. Во всех таких построениях следует руководствоваться уравнением (3.9).

Цепь с последовательно соединенными диодом и линейным нагрузочным резистором  $R_n$  является нелинейной. Характеристику такой цепи, называемую *рабочей характеристикой диода*, т. е. график зависимости  $i = f(E)$ , можно получить суммированием напряжений для характеристик диода и нагрузочного резистора  $R_n$  (рис. 3.7). Характеристика резистора  $R_n$  выражает закон Ома  $i = u_R / R_n$  и является прямой линией, проходящей через начало координат.

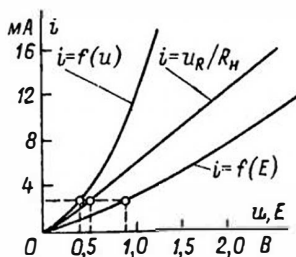


Рис. 3.7. Построение рабочей характеристики для цепи, состоящей из последовательно соединенных диода и резистора нагрузки

Для построения этой прямой на график наносится точка, соответствующая произвольному напряжению  $u_R$  и току  $u_R/R_n$ . Через эту точку и начало координат проводится прямая. В предыдущих построениях линия нагрузки не проходила через начало координат, потому что она выражала зависимость тока не от напряжения  $u_R$ , а от напряжения на диоде  $u$ .

Рабочую характеристику цепи  $i = f(E)$  строим, складывая для нескольких значений тока  $i$  напряжения  $u$  и  $u_R$ , так как  $E = u + u_R$ . Например, при токе 3 мА имеем:  $u = 0,4$  В и  $u_R = 0,5$  В. Суммируя эти напряжения, получаем  $E = 0,9$  В и соответствующую точку результирующей характеристики. Аналогично находим другие точки, и через них проводим плавную кривую.

Свойства последовательной цепи зависят главным образом от свойств участка цепи, имеющего большее сопротивление. Поэтому чем больше сопротивление  $R_n$ , тем меньше нелинейность результирующей характеристики. Следует отметить, что графический расчет рабочего режима диода можно не делать, если  $R_n \gg R_0$ . В этом случае допустимо пренебречь сопротивлением диода и определять ток приближенно по формуле  $i \approx E/R_n$ .

Рассмотренные методы расчета постоянного напряжения  $E$  можно применить для амплитудных или мгновенных значений, если анодный источник дает переменное напряжение.

### 3.5. ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ ДЛЯ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Выпрямление переменного тока — один из основных процессов в радиоэлектронике. В выпрямительном устройстве энергия переменного тока преобразуется в энергию постоянного тока. Любой выпрямитель является потребителем энергии переменного тока и генератором постоянного тока.

Поскольку полупроводниковые диоды хорошо проводят ток в прямом направлении и плохо в обратном, то большинство полупроводниковых диодов применяется для выпрямления переменного тока.

Простейшая схема для выпрямления переменного тока показана на рис. 3.8, а. В ней последовательно соединены генератор переменной ЭДС ( $e$ ), диод  $D$  и нагрузочный резистор  $R_n$ , который можно включать также и в другой провод, как показано штрихами. Эта схема называется однополупериодной. Правильнее бы называть ее однофазной однотактной, так как генератор переменной ЭДС является однофазным и ток проходит через него только в одном направлении один раз за период (один такт за период). Другие, более сложные схемы для выпрямления (двухфазные, трехфазные, двухтактные и др.), как пра-

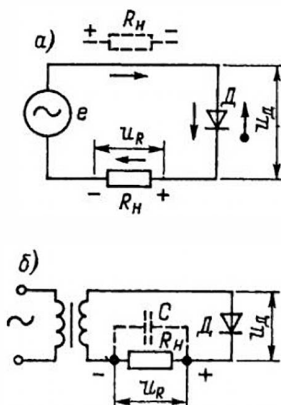


Рис. 3.8. Схемы выпрямителя с полупроводниковым диодом

вило, представляют собой комбинацию нескольких однофазных одноктактных схем.

В выпрямителях для питания РЭА генератором переменной ЭДС обычно служит силовой трансформатор, включенный в электрическую сеть (рис. 3.8, б). Вместо трансформатора иногда применяется автотрансформатор. В некоторых случаях выпрямитель питается от сети без трансформатора. Роль нагрузочного резистора  $R_n$ , т. е. потребителя энергии постоянного тока, в практических схемах играют те цепи или приборы, которые питаются от выпрямителя. При выпрямлении токов высокой частоты, например, в детекторных каскадах радиоприемников генератором переменной ЭДС служит трансформатор высокой частоты или резонансный колебательный контур, а нагрузкой — резистор с большим сопротивлением.

Работа простейшего выпрямителя происходит следующим образом. Будем считать, что генератор дает синусоидальную ЭДС  $e = E_m \sin \omega t$  и его внутренним сопротивлением можно пренебречь (если нельзя, то его учитывают обычным путем). В течение одного полупериода напряжение для диода является прямым и проходит ток, создающий на резисторе  $R_n$  падение напряжения  $u_R$ . В течение следующего полупериода напряжение является обратным, тока практически нет и  $u_R = 0$ . Таким образом, через диод, нагрузочный резистор и генератор проходит пульсирующий ток в виде импульсов, длящихся полпериода и разделенных промежутками также в полпериода. Этот ток называют выпрямленным током. Он создает на резисторе  $R_n$  выпрямленное напряжение. Проследив направление тока, нетрудно установить полярность этого напряжения: со стороны катода диода получается плюс, а со стороны анода — минус.

Графики на рис. 3.9 наглядно иллюстрируют процессы в выпрямителе. Переменная ЭДС генератора изображена синусоидой с амплитудой  $E_m$  (рис. 3.9, а). Как правило, сопротивление нагрузки во много раз больше сопротивления диода, и тогда нелинейностью диода можно пренебречь (рабочая характери-

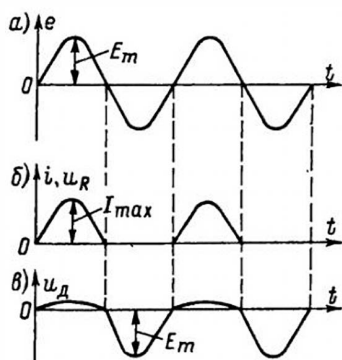


Рис. 3.9. Принцип работы простейшего выпрямителя

стика близка к линейной). В этом случае выпрямленный ток имеет форму импульсов, близкую к полусинусоиде с максимальным значением  $I_{max}$  (рис. 3.9, б). Этот же график тока в другом масштабе изображает выпрямленное напряжение  $u_R$ , так как  $u_R = iR_n$ . Достаточно умножить значения тока на  $R_n$ , чтобы получить кривую напряжения.

График на рис. 3.9, в изображает напряжение на диоде. Иногда ошибочно его считают синусоидальным или отождествляют с напряжением источника переменной ЭДС. На самом же деле это напряжение имеет несинусоидальную форму. У него амплитуды положительных и отрицательных полувольт резко неодинаковы. Амплитуда положительных полувольт очень мала. Это объясняется тем, что когда проходит прямой ток, то большая часть напряжения источника падает на нагрузочном резисторе  $R_n$ , сопротивление которого значительно превышает сопротивление диода. В этом случае

$$U_{пр\ max} = E_m - U_{R\ max} = E_m - I_{max} R_n \ll E_m. \quad (3.10)$$

Для обычных полупроводниковых диодов прямое напряжение бывает не более 1–2 В. Например, пусть источник имеет действующее напряжение  $E = 200$  В и  $E_m = \sqrt{2} E = 280$  В. Если  $U_{пр\ max} = 2$  В, то  $U_{R\ max} = 278$  В. Если бы напряжение источника (например, 200 В) пол-

ностью было приложено к диоду, это означало бы, что на резисторе  $R_n$  нет падения напряжения. Но это возможно только при  $R_n = 0$ . Тогда ток был бы недопустимо большим и диод вышел бы из строя.

При отрицательной полуволне подводящего напряжения тока практически нет и падение напряжения на резисторе  $R_n$  равно нулю. Все напряжение источника приложено к диоду и является для него обратным напряжением. Таким образом, максимальное значение обратного напряжения равно амплитуде ЭДС источника.

Рассмотрим подробнее выпрямленное напряжение (все, что будет показано для него, относится и к выпрямленному току). Из графика на рис. 3.9, б видно, что это напряжение сильно пульсирует. Полупериода напряжения совсем нет. Полезной частью такого напряжения является его *постоянная составляющая*, или *среднее значение*,  $U_{cp}$ . Для полусинусоидального импульса с максимальным значением напряжения  $U_{max}$  среднее значение за полупериод

$$U_{cp} = 2U_{max}/\pi = 0,636U_{max}. \quad (3.11)$$

Так как во втором полупериоде напряжения совсем нет, то за весь период среднее значение вдвое меньше:

$$U_{cp} = U_{max}/\pi = 0,318U_{max}. \quad (3.12)$$

Приблизленно  $U_{cp}$  считают равным 30 % максимального значения. Это приближение допустимо, так как действительная форма импульсов всегда несколько отличается от полусинусоиды. Поскольку падение напряжения на диоде очень мало, можно считать

$$U_{max} \approx E_m \text{ и } U_{cp} \approx 0,3E_m. \quad (3.13)$$

Вычитая из выпрямленного пульсирующего напряжения его среднее значение, получим переменную составляющую  $U_{\sim}$ , которая имеет несинусоидальную форму. Для нее нулевой осью является прямая линия, изображающая постоянную составляющую (рис. 3.10, а). Полуволны переменной составляющей заштрихованы. Положительная полуволна представляет собой верхние две

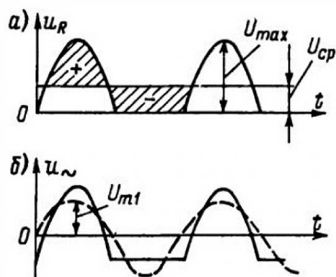


Рис. 3.10. Постоянная и переменная составляющие выпрямленного напряжения

трети полусинусоиды, а отрицательная имеет форму, близкую к трапеции. Длительность этих полуволн неодинакова, но площади, ограниченные ими, равны, так как постоянной составляющей уже нет.

Переменная составляющая является «вредной» частью выпрямленного напряжения. Для ее уменьшения в нагрузочном резисторе, т. е. для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения, применяют специальные сглаживающие фильтры. На рис. 3.10, б изображена переменная составляющая. Она состоит из ряда гармоник. Труднее всего уменьшить первую гармонику (она показана штриховой синусоидой).

В сглаживающем фильтре применяются конденсаторы большой емкости, через которые ответвляется переменная составляющая тока, чтобы возможно меньшая часть ее проходила в нагрузку. Часто также в этих фильтрах ставят дроссели, т. е. катушки с большой индуктивностью, препятствующие прохождению переменной составляющей в нагрузку. Чем выше частота пульсаций, тем меньше сопротивление конденсаторов и больше сопротивление дросселей, а следовательно, тем эффективнее работает сглаживающий фильтр.

Если фильтр хорошо ослабляет первую гармонику пульсаций, то более высокие гармоники подавляются еще лучше. А так как они и по амплитуде меньше, чем первая гармоника, то практически нужно заботиться о подавлении лишь первой гармоники, являющейся главным «врагом».

В простейшей схеме выпрямителя амплитуда первой гармоники пульсаций  $U_{m1}$  очень велика — больше полезной постоянной составляющей:

$$U_{m1} = 0,5U_{\max} = 1,57U_{\text{ср}}. \quad (3.14)$$

Выпрямленное напряжение с такими большими пульсациями, как правило, непригодно для практических целей. Некоторое уменьшение пульсаций дают более сложные выпрямительные схемы. Простейший метод сглаживания пульсаций — применение фильтра в виде конденсатора достаточно большой емкости, шунтирующего резистор нагрузки  $R_n$  (см. рис. 3.8, б). Включение конденсатора существенно изменяет условия работы диода.

Конденсатор хорошо сглаживает пульсации, если его емкость такова, что выполняется условие

$$1/(\omega C) \ll R_n. \quad (3.15)$$

В течение некоторой части положительного полупериода, когда напряжение на диоде прямое, через диод проходит ток, заряжающий конденсатор до напряжения, близкого к  $E_m$ . В то время, когда ток через диод не проходит, конденсатор разряжается через нагрузку  $R_n$  и создает на ней напряжение, которое постепенно снижается. В каждой следующей положительный полупериод конденсатор подзаряжается и его напряжение снова возрастает.

Заряд конденсатора через сравнительно малое сопротивление диода происходит быстро. Разряд на большое сопротивление нагрузки совершается гораздо медленнее. Вследствие этого напряжение на конденсаторе и включенной параллельно ему нагрузке пульсирует незначительно. Кроме того, конденсатор резко повышает постоянную составляющую выпрямленного напряжения. При отсутствии конденсатора  $U_{\text{ср}} \approx 0,3E_m$ , а при наличии конденсатора достаточно большой емкости  $U_{\text{ср}}$  приближается к  $E_m$  и может быть равным  $(0,80 \div 0,95)E_m$  и даже выше. Таким образом, в однофазном однократном выпрямителе конденсатор повышает выпрямленное напряжение примерно в 3 раза. Чем больше  $C$  и  $R_n$ , тем мед-

леннее разряжается конденсатор, тем меньше пульсации и тем ближе  $U_{\text{ср}}$  к  $E_m$ . Если нагрузку вообще отключить (режим холостого хода, т. е.  $R_n = \infty$ ), то на конденсаторе получается постоянное напряжение без всяких пульсаций, равное  $E_m$ .

Работу выпрямителя со сглаживающим конденсатором иллюстрирует рис. 3.11, где приведены графики ЭДС источника  $e$ , тока через диод  $i$  и напряжения на конденсаторе  $u_c$ , равного напряжению на нагрузке  $u_R$ .

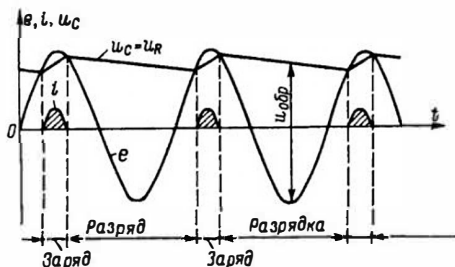


Рис. 3.11. Сглаживание пульсаций с помощью конденсатора

Процессы в выпрямителе с конденсатором поясняет следующая аналогия. Пусть некоторому потребителю надо подавать по трубе равномерный поток газа. Но имеющийся насос накачивает газ толчками (импульсами), так как во время прямого хода поршня газ только всасывается в насос, а к потребителю он перегоняется лишь во время обратного хода. Работа такой системы аналогична выпрямителю без конденсатора, причем двигатель насоса подобен источнику переменной ЭДС, а клапаны насоса выполняют роль диода. Поставим между насосом и потребителем большой резервуар и накачаем в него газ. Из резервуара газ будет подаваться потребителю под почти постоянным давлением. Оно будет лишь незначительно пульсировать, так как насос подкачивает газ в резервуар и поддерживает в нем среднее давление. Резервуар подобен конденсатору. Чем больше его емкость и чем слабее поток газа, идущий к потребителю, тем меньше пульсация давления.

Напряжение на конденсаторе приложено плюсом к катоду, минусом к аноду диода. Поэтому напряжение на диоде равно разности ЭДС источника и напряжения конденсатора:

$$u_d = e - u_c. \quad (3.16)$$

Так как значение  $u_c$  близко к  $E_m$ , то напряжение  $u_d$  становится прямым только в течение части положительного полупериода, когда  $e$  превышает  $u_c$  (вблизи значения  $E_m$ ). В эти небольшие промежутки времени через диод проходит ток в виде импульсов, подзаряжающих конденсатор. В течение остальной части положительного полупериода и во время отрицательного полупериода напряжение  $u_d$  — обратное, ток отсутствует и конденсатор разряжается на нагрузку  $R_n$ .

Максимальное обратное напряжение на диоде получается при отрицательной амплитуде ЭДС, когда  $e = -E_m$ . Поскольку напряжение конденсатора также близко к  $E_m$ , то наибольшее обратное напряжение близко к значению  $2E_m$ . Если цепь нагрузки разомкнута (холостой ход), то максимальное обратное напряжение точно равно  $2E_m$ . Таким образом, наличие конденсатора удваивает обратное напряжение<sup>1</sup>, поэтому диод надо подбирать так, чтобы он выдерживал это обратное напряжение.

Если требуется уменьшить пульсации, а сопротивление  $R_n$  мало, то необходимо чрезмерно большая емкость конденсатора, т. е. сглаживание пульсаций одним конденсатором практически осуществить нельзя. Приходится включать дополнительный сглаживающий фильтр, состоящий из дросселя с большим индуктивным сопротивлением и еще одного конденсатора (или еще более сложный фильтр).

Необходимо отметить, что весьма опасно короткое замыкание нагрузки, которое, в частности, получается при пробое конденсатора сглаживающего фильтра. Тогда все напряжение источника будет приложено к диоду и ток

станет недопустимо большим. Происходит тепловое разрушение диода.

Достоинством полупроводниковых диодов по сравнению с вакуумными является не только отсутствие накала катода, но и малое падение напряжения на диоде при прямом токе. Независимо от значения тока, т. е. от мощности, на которую рассчитан полупроводниковый диод, прямое напряжение составляет десятые доли вольта или немногим больше 1 В. Поэтому КПД выпрямителей с полупроводниковыми диодами выше, чем с вакуумными. При выпрямлении более высоких напряжений КПД повышается, так как в этом случае потеря напряжения около 1 В на самом диоде не имеет существенного значения. Например, если при выпрямлении напряжения 100 В на диоде теряется 1 В, то КПД получается около 99 % (с учетом других потерь он будет, конечно, несколько ниже).

Таким образом, полупроводниковые диоды по сравнению с вакуумными более экономичны и выделяют при работе меньше теплоты, что очень важно для других элементов, расположенных вблизи. Кроме того, полупроводниковые диоды имеют очень большой срок службы. Но их недостатком является сравнительно невысокое предельное обратное напряжение — несколько сотен вольт, а у высоковольтных вакуумных диодов оно может составлять десятки киловольт.

Диоды применяют в любых выпрямительных схемах. Если сглаживающий фильтр начинается с конденсатора большой емкости, то при включении переменного напряжения на конденсатор проходит импульс тока, часто превышающий допустимое значение прямого тока диода. Для уменьшения такого тока иногда последовательно с диодом включают ограничительный резистор с сопротивлением в единицы или десятки ом.

В диодах, работающих в выпрямительном режиме, при перемене полярности напряжения могут наблюдаться значительные импульсы обратного тока (рис. 3.12). Возникают они по двум причинам. Во-первых, под влиянием обрат-

<sup>1</sup> Это относится не ко всем выпрямительным схемам.



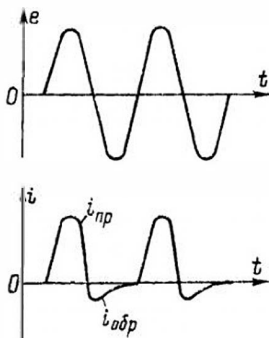


Рис. 3.12. Импульсы обратного тока диода

ного напряжения получается импульс тока, заряжающего барьерную емкость  $n-p$ -перехода. Чем больше эта емкость, тем больше такой импульс. Во-вторых, при обратном напряжении происходит разряд диффузионной емкости, т. е. рассасывание неосновных носителей, накопившихся в  $n$ - и  $p$ -областях. Эти носители во время прохождения прямого тока инжектируют через переход и, не успев рекомбинировать или уйти, накапливаются в  $n$ - и  $p$ -областях. Практически главную роль играет большой заряд, накопившийся в базовой области.

Например, если концентрация электронов в  $n$ -области значительно больше, чем концентрация дырок в  $p$ -области, то  $n$ -область является эмиттером, а  $p$ -область — базой. Инжекция электронов из  $n$ -области в  $p$ -область преобладает над инжекцией дырок в обратном направлении. Поэтому электроны накапливаются главным образом в  $p$ -области. При обратном напряжении этот заряд рассасывается, т. е. электроны начинают двигаться в обратную сторону — из  $p$ -области в  $n$ -область. Возникает импульс обратного тока. Чем больше прямой ток, тем сильнее поток инжектированных носителей (электронов в данном примере) и тем больше образованный ими заряд, а следовательно, больше импульс обратного тока. Когда это скопление носителей рассосется и практически окончится заряд барьерной емкости, то останется лишь ничтожно малый обратный ток, который можно не принимать во внимание.

С повышением частоты импульс обратного тока увеличивается. Это объясняется тем, что при более высокой частоте обратное напряжение возрастает быстрее. Следовательно, большим током, т. е. быстрее, происходит заряд барьерной емкости. Иначе говоря, емкостное сопротивление с повышением частоты уменьшается и обратный ток соответственно увеличивается. Рассасывание зарядов, образованных инжектированными носителями, также происходит быстрее, и от этого импульс обратного тока также возрастает.

На низкой частоте импульс обратного тока весьма мал и его длительность во много раз меньше полупериода. А на некоторой высокой частоте импульс обратного тока может иметь примерно такую же амплитуду, как импульс прямого тока, и длится он в течение всего полупериода. Если площадь импульсов прямого и обратного тока будет одинакова, то постоянная составляющая (среднее значение) тока станет равной нулю, т. е. выпрямление прекратится. Практически диоды рекомендуются применять для выпрямления только до такой предельной высокой частоты, при которой постоянная составляющая выпрямленного тока снижается не более чем на 30 % по сравнению с ее значением на низкой частоте.

При повышении температуры сопротивления  $R_{пр}$  и  $R_{обр}$  диодов уменьшаются, но это обычно мало влияет на выпрямление. Дело в том, что прямой ток определяется сопротивлением нагрузки  $R_n$ , которое обычно во много раз больше  $R_{пр}$ , а  $R_{обр}$  даже у нагретого диода еще достаточно велико по сравнению с  $R_n$ , и поэтому обратный ток остается малым по сравнению с прямым.

Работа диодов в низкочастотных выпрямляющих устройствах характеризуется несколькими параметрами. К ним относятся средние за период значения прямого тока  $I_{пр.ср}$  и соответствующего ему падения напряжения на диоде  $U_{пр.ср}$ , обратного напряжения  $U_{обр.ср}$  и соответствующего ему обратного тока  $I_{обр.ср}$ . Ток  $I_{пр.ср}$  часто называют выпрямленным током, и весьма

важными являются максимальные допустимые (предельные) значения обратного напряжения  $U_{обр\max}$ , прямого (или выпрямленного) тока  $I_{пр\max}$  и температуры корпуса  $t_{кор\max}$ , а также максимальная рабочая частота  $f_{\max}$ .

### 3.6. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ

При выпрямлении более высоких напряжений приходится соединять диоды последовательно, с тем чтобы обратное напряжение на каждом диоде не превышало предельного. Но вследствие разброса обратных сопротивлений у различных экземпляров диодов одного и того же типа<sup>1</sup> на отдельных диодах обратное напряжение может оказаться выше предельного, что повлечет пробой диодов. Поясним это примером.

Пусть в некотором выпрямителе амплитуда обратного напряжения составляет 1000 В и применены диоды с  $U_{обр\max} = 400$  В. Очевидно, что необходимо соединить последовательно не менее трех диодов. Предположим, что обратные сопротивления диодов  $R_{обр1} = R_{обр2} = 1$  МОм и  $R_{обр3} = 3$  МОм. Обратное напряжение распределяется пропорционально обратным сопротивлениям, и поэтому получится  $U_{обр1} = U_{обр2} = 200$  В и  $U_{обр3} = 600$  В. На третьем диоде (кстати говоря, он является лучшим, так как у него наибольшее  $R_{обр}$ ) обратное напряжение выше предельного, и он может быть пробит. Если это произойдет, то напряжение 1000 В распределится между оставшимися диодами и на каждом из них будет 500 В. Ясно, что любой из этих диодов может пробиться, после чего все обратное напряжение 1000 В будет приложено к одному диоду, который его не выдержит. Такой последовательный пробой диодов иногда происходит за доли секунды.

Для того чтобы обратное напряже-

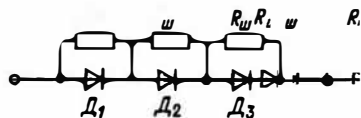


Рис. 3.13. Последовательное соединение диодов

ние распределялось равномерно между диодами независимо от их обратных сопротивлений, применяют шунтирование диодов резисторами (рис. 3.13). Сопротивления  $R_{ш}$  резисторов должны быть одинаковы и значительно меньше наименьшего из обратных сопротивлений диодов. Но вместе с тем  $R_{ш}$  не должно быть слишком малым, чтобы чрезмерно не возрос ток при обратном напряжении, т. е. чтобы не ухудшилось выпрямление. Для рассмотренного примера можно взять резисторы с сопротивлением 100 кОм. Тогда при обратном напряжении сопротивление каждого участка цепи, состоящего из диода и шунтирующего резистора, будет несколько меньше 100 кОм и общее обратное напряжение разделится между этими участками примерно на три равные части. На каждом участке это напряжение окажется меньше 400 В и диоды будут работать надежно. Обычно шунтирующие резисторы имеют сопротивление от нескольких десятков до нескольких сотен килоом.

Параллельное соединение диодов применяют в том случае, когда нужно получить прямой ток, больший предельного тока одного диода. Но если диоды одного типа просто соединить параллельно, то вследствие неодинаковости вольт-амперных характеристик они окажутся различно нагруженными и в некоторых ток будет больше предельного. Различие в прямом токе у однотипных диодов может составлять десятки процентов.

Для примера на рис. 3.14, а показаны характеристики прямого тока двух диодов одного и того же типа, у которых  $I_{пр\max} = 0,2$  А. Пусть от этих диодов требуется получить прямой ток 0,4 А. Если их соединить параллельно, то при токе 0,2 А на первом диоде напряжение равно 0,4 В (кривая 1). А на втором

<sup>1</sup> Иногда обратные сопротивления у однотипных диодов могут отличаться друг от друга даже в десятки раз.

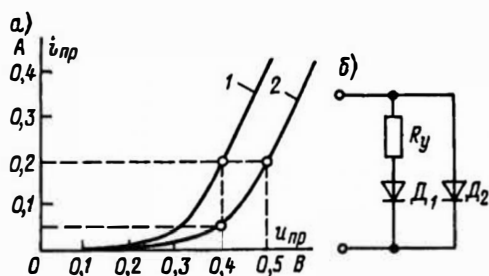


Рис. 3.14. Параллельное соединение диодов

диоду при таком же напряжении ток будет лишь 0,05 А (кривая 2). Таким образом, общий ток составит 0,25 А, а не 0,4 А. Увеличивать напряжение на диодах нельзя, так как в первом диоде ток станет больше предельного.

Из характеристик видно, что для получения во втором диоде тока 0,2 А надо иметь на нем напряжение 0,5 В, т. е. на 0,1 В больше, чем на первом диоде. Поэтому, чтобы установить правильный режим работы диодов, надо подвести к ним напряжение 0,5 В, но последовательно с первым диодом включить уравнивающий резистор (рис. 3.14, б) — с целью поглощения излишнего для первого диода напряжения 0,1 В. Ясно, что сопротивление этого резистора  $R_y = 0,1 : 0,2 = 0,5$  Ом. При наличии такого резистора оба диода будут нагружены одинаково током в 0,2 А.

Практически редко включают параллельно больше трех диодов. Уравнивательные резисторы с сопротивлением в десятые доли ома или единицы ом обычно подбирают экспериментально до получения в рабочем режиме одинаковых токов в диодах. Иногда включают уравнивательные резисторы с сопротивлением, в несколько раз большим, чем прямое сопротивление диодов, для того чтобы ток в каждом диоде определялся главным образом сопротивлением  $R_y$ . Но в этом случае происходит дополнительное падение напряжения на  $R_y$ , превышающее в несколько раз прямое напряжение диодов, и КПД, конечно, снижается. Если нежелательно включать уравнивательные резисторы, то надо

подобрать диоды с примерно одинаковыми характеристиками. Однако рекомендуется по возможности не прибегать к параллельному соединению диодов.

### 3.7. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ

Во многих современных радиоэлектронных устройствах полупроводниковые диоды часто работают в импульсном режиме при длительности импульсов, равной единицам или долям микросекунды. Рассмотрим особенности этого режима на примере, когда диод соединен последовательно с нагрузкой, сопротивление которой  $R_n$  во много раз больше прямого сопротивления диода ( $R_n \gg R_{пр}$ ). Пусть такая цепь находится под действием импульсного напряжения, которое состоит из короткого импульса прямого напряжения (положительного импульса), отпирающего диод, и более длительного импульса обратного напряжения (отрицательного импульса), надежно запирающего диод до прихода следующего положительного импульса. Импульсы напряжения имеют прямоугольную форму (рис. 3.15, а).

График тока, а следовательно, и пропорционального ему напряжения на  $R_n$  показан для этого случая на рис. 3.15, б. При прямом напряжении ток в цепи

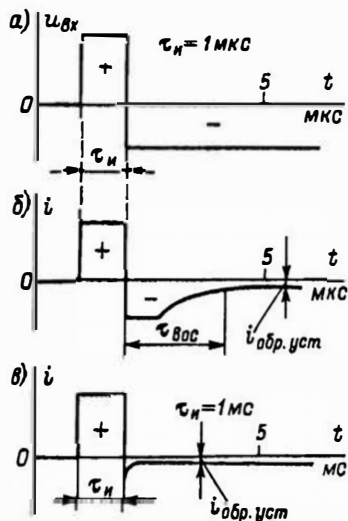


Рис. 3.15. Импульсный режим работы диода

определяется сопротивлением  $R_n$ . Хотя прямое сопротивление диода нелинейно, но оно почти не влияет на ток, так как во много раз меньше  $R_n$ . Поэтому импульсы прямого тока почти не искажены. Некоторые сравнительно небольшие искажения могут наблюдаться только при очень коротких (длительностью в доли микросекунды) импульсах.

При перемене полярности напряжения, т. е. при подаче обратного напряжения, диод запирается не сразу, а в течение некоторого времени проходит импульс обратного тока (рис. 3.15, б), значительно превосходящий по амплитуде обратный ток в установившемся режиме  $i_{обр.уст.}$ . Причины возникновения импульса обратного тока такие же, как и при работе диода на высоких частотах (см. § 3.5). Главная причина — это разряд диффузионной емкости, т. е. рассасывание зарядов, образованных подвижными носителями в  $n$ - и  $p$ -областях. Поскольку концентрации примесей в этих областях обычно весьма различны, то практически импульс обратного тока создается рассасыванием заряда, накопленного в базе, т. е. в области с относительно малой проводимостью. Например, если  $n$ -область является эмиттером, а  $p$ -область — базой, то при прямом токе можно пренебречь потоком дырок из  $p$ -области в  $n$ -область и рассматривать только поток электронов из  $n$ -области в  $p$ -область.

Этот диффузионный поток через переход вызывает накопление электронов в  $p$ -области, так как они не могут сразу рекомбинировать с дырками или дойти до вывода от  $p$ -области. При перемене полярности напряжения накопленный в базе заряд начинает двигаться в обратном направлении и возникает импульс обратного тока. Чем больше был прямой ток, тем больше электронов накапливалось в базе и тем сильнее импульс обратного тока. Двигаясь от базы обратно в эмиттер, электроны частично рекомбинируют с дырками, а частично проходят через  $n$ -область до металлического вывода от этой области.

Исчезновение (рассасывание) заряда, накопленного в базе, длится некоторое

время. К концу рассасывания обратный ток достигает своего установившегося, весьма малого, значения  $i_{обр.уст.}$ . Иначе можно сказать, что обратное сопротивление диода  $R_{обр}$  сначала оказывается сравнительно небольшим, а затем постепенно возрастает до своего нормально-го установившегося значения.

Время  $\tau_{вос}$  от момента возникновения обратного тока до момента, когда он принимает установившееся значение, называют *временем восстановления обратного сопротивления*. Это время — важный параметр диодов, предназначенных для импульсной работы. У таких диодов  $\tau_{вос}$  не превышает десятых долей микросекунды. Чем оно меньше, тем лучше: тогда диод быстрее запирается.

Вторая причина возникновения импульса обратного тока — заряд емкости диода под действием обратного напряжения. Зарядный ток этой емкости складывается с током рассасывания заряда, и в результате получается суммарный импульс обратного тока, который тем больше, чем больше емкость диода. Эта емкость у специальных диодов для импульсной работы не превышает единиц пикофард.

Если импульс прямого тока имеет длительность значительно большую, чем длительность рассмотренных переходных процессов, то импульс обратного тока получается во много раз более коротким (рис. 3.15, в) и его можно не принимать во внимание.

Импульсные диоды, помимо параметров  $\tau_{вос}$  и  $C$ , характеризуются еще рядом параметров. К ним относятся постоянное прямое напряжение  $U_{пр}$ , постоянный прямой ток  $I_{пр}$ , обратный ток  $I_{обр}$ , обратное напряжение  $U_{обр}$ , максимальные допустимые обратное напряжение  $U_{обр\max}$  и высота импульса прямого тока  $I_{пр.и\max}$ .

### 3.8. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ

Полупроводниковые диоды подразделяются на группы по многим признакам. Бывают диоды из различных полупроводниковых материалов, предназначенные для низких или высоких частот, для выполнения различных

функций и отличающиеся друг от друга по конструкции. В зависимости от структуры различают *точечные* и *плоскостные* диоды. У точечных диодов линейные размеры, определяющие площадь  $n$ - $p$ -перехода, такие же, как толщина перехода, или меньше ее. У плоскостных диодов эти размеры значительно больше толщины перехода.

Точечные диоды имеют малую емкость  $n$ - $p$ -перехода (обычно менее 1 пФ) и поэтому применяются на любых частотах вплоть до СВЧ. Но они могут пропускать токи не более единиц или десятков миллиампер. Плоскостные диоды в зависимости от площади перехода обладают емкостью в десятки пикофард. Поэтому их применяют на частотах не выше десятков килогерц. Допустимый ток в плоскостных диодах бывает от десятков миллиампер до сотен ампер.

Основой точечных и плоскостных диодов являются пластинки полупроводника, вырезанные из монокристалла, имеющего во всем своем объеме правильное кристаллическое строение. В качестве полупроводниковых веществ для точечных и плоскостных диодов применяют чаще всего германий и кремний, а в последнее время также арсенид галлия (GaAs) и другие соединения.

Принцип устройства точечного диода показан на рис. 3.16. Тонкая заостренная проволока (игла) с нанесен-

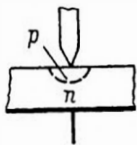


Рис. 3.16. Принцип устройства точечного диода

ной на нее примесью приваривается при помощи импульса тока к пластинке полупроводника с определенным типом электропроводности. При этом из иглы в основной полупроводник диффундируют примеси, которые создают область с другим типом электропроводности. Этот процесс называется *формовкой* диода. Таким образом, около иглы образуется миниатюрный  $n$ - $p$ -переход полусферической формы. Следовательно,

разница между точечными и плоскостными диодами заключается в площади  $n$ - $p$ -перехода.

Германиевые точечные диоды обычно изготавливаются из германия  $n$ -типа со сравнительно большим удельным сопротивлением. К пластинке германия приваривают проволочку из вольфрама, покрытого индием. Индий является для германия акцептором. Полученная область германия  $p$ -типа работает в качестве эмиттера. Для изготовления кремниевых точечных диодов используются кремний  $n$ -типа и игла, покрытая алюминием, который служит акцептором для кремния.

Плоскостные диоды изготавливаются главным образом методами сплавления (вплавления) или диффузии (рис. 3.17). В пластинку германия  $n$ -типа вплавляют при температуре около  $500^{\circ}\text{C}$  каплю

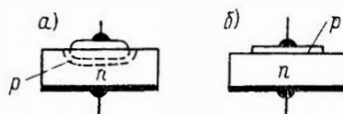


Рис. 3.17. Принцип устройства плоскостных германиевых диодов, изготовленных сплавным (а) и диффузионным (б) методом

индия, которая, сплавляясь с германием, образует слой германия  $p$ -типа. Область с электропроводностью  $p$ -типа имеет более высокую концентрацию примеси, нежели основная пластинка сравнительно высокоомного германия, и поэтому является эмиттером. К основной пластинке германия и к индию припаивают выводные проволоочки, обычно из никеля. Если за исходный материал взят высокоомный германий  $p$ -типа, то в него вплавляют сурьму и тогда получается эмиттерная область  $n$ -типа.

Следует отметить, что сплавным методом получают так называемые *резкие*, или *ступенчатые*,  $n$ - $p$ -переходы, в которых толщина области изменения концентрации примесей значительно меньше толщины области объемных зарядов в переходе.

Диффузионный метод изготовления  $n$ - $p$ -перехода основан на том, что ато-

мы примеси диффундируют в основной полупроводник. Примесное вещество при этом обычно находится в газообразном состоянии. Для того чтобы диффузия была интенсивной, основной полупроводник нагревают до более высокой температуры, чем при методе сплавления. Например, пластинку германия *n*-типа нагревают до  $900^{\circ}\text{C}$  и помещают в пары индия. Тогда на поверхности пластинки образуется слой германия *p*-типа. Изменяя длительность диффузии, можно довольно точно получать слой нужной толщины. После охлаждения его удаляют путем травления со всех частей пластинки, кроме одной грани. Диффузионный слой играет роль эмиттера. От него и от основной пластинки делают выводы. При диффузионном методе атомы примеси проникают на относительно большую глубину в основной полупроводник, и поэтому *n* — *p*-переход получается плавным, т. е. в нем толщина области изменения концентрации примеси сравнима с толщиной области объемных зарядов.

Рассмотрим теперь диоды различного назначения.

**Выпрямительные плоскостные диоды.** Широко распространены низкочастотные выпрямительные диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока с частотой до единиц килогерц (иногда до 50 кГц). Эти диоды применяются в выпрямительных устройствах для питания различной аппаратуры. Иногда их называют силовыми диодами. Низкочастотные диоды являются плоскостными и изготавливаются из германия или кремния. Они делятся на диоды малой, средней и большой мощности, что соответствует предельным значениям выпрямленного тока до 300 мА, от 300 мА до 10 А и выше 10 А. Все параметры диодов обычно указываются для работы при температуре окружающей среды  $20 \pm 5^{\circ}\text{C}$ .

Германиевые диоды изготавливаются, как правило, вплавлением индия в германий *n*-типа. Они могут допускать плотность тока до  $100 \text{ А/см}^2$  при прямом напряжении до 0,8 В. Предельное обратное напряжение у них не превышает 400 В, а обратный ток обычно

бывает не более десятых долей миллиампера для диодов малой мощности и единиц миллиампер для диодов средней мощности. Рабочая температура этих диодов от  $-60$  до  $+75^{\circ}\text{C}$ . Если диоды работают при температуре окружающей среды выше  $20^{\circ}\text{C}$ , то необходимо снижать обратное напряжение. При пониженном атмосферном давлении или неудовлетворительном охлаждении возможен перегрев диодов. Чтобы не допускать его, следует снижать выпрямленный ток.

Мощные германиевые диоды работают с естественным охлаждением. Они изготавливаются на выпрямленный ток до 1000 А и обратное напряжение до 150 В.

Выпрямительные кремниевые диоды в последнее время получили особенно большое распространение. Они изготавливаются вплавлением алюминия в кремний *n*-типа, а также сплава олова с фосфором или золота с сурьмой в кремний *p*-типа. Применяется и диффузионный метод. По сравнению с германиевыми кремниевые диоды имеют ряд преимуществ. Предельная плотность прямого тока у них до  $200 \text{ А/см}^2$ , а предельное обратное напряжение может быть до 1000 В. Рабочая температура от  $-60$  до  $+125^{\circ}\text{C}$  (для некоторых типов даже до  $+150^{\circ}\text{C}$ ). Прямое напряжение у кремниевых диодов доходит до 1,5 В, т. е. несколько больше, чем у германиевых диодов. Обратный ток у кремниевых диодов значительно меньше, чем у германиевых.

Для выпрямления высоких напряжений выпускаются кремниевые столбы в прямоугольных пластмассовых корпусах, залитых изолирующей смолой. Они бывают рассчитаны на ток до сотен миллиампер и обратное напряжение до нескольких киловольт. Для более удобной сборки различных выпрямительных схем, например мостовых или удвоительных, служат кремниевые выпрямительные блоки. В них имеется несколько столбов, от которых сделаны отдельные выводы. Мощные кремниевые диоды выпускаются на выпрямленный ток от 10 до 500 А и обратное напряжение от 50 до 1000 В.

**Выпрямительные точечные диоды.** Принцип устройства был уже рассмотрен. Точечные диоды широко применяются на высоких частотах, а некоторые типы и на СВЧ (на частотах до нескольких сотен мегагерц), и могут также успешно работать на низких частотах. Эти диоды используются в самых различных схемах, поэтому их иногда называют универсальными. Германиевые и кремниевые диоды выпускаются с предельным обратным напряжением до 150 В и максимальным выпрямленным током до 100 мА.

**Импульсные диоды.** В § 3.7 были рассмотрены особенности импульсного режима диодов и параметры, характеризующие этот режим. Важнейшим параметром, определяющим возможность использования диода при коротких импульсах, является время восстановления обратного сопротивления  $\tau_{\text{вос}}$ . Для его уменьшения диоды изготавливают так, чтобы емкость перехода была малой и рекомбинация носителей происходила как можно быстрее. Импульсные диоды выпускают на токи в импульсе до нескольких сотен миллиампер и предельные обратные напряжения в несколько десятков вольт.

Для наиболее коротких импульсов изготавливают одновременно в большом количестве так называемые мезадиоды (от испанского слова «меза» — стол). Сначала на пластинке основного полупроводника диффузионным методом создается слой с другим типом электропроводности. Далее эта пластинка покрывается специальной маской и подвергается травлению. Маска защищает от травления много небольших участков. Именно в этих защищенных областях

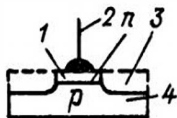


Рис. 3.18. Принцип устройства мезадиода

1 — слой с электропроводностью  $n$ -типа, полученный диффузией; 2 — вывод от  $n$ -области; 3 — участок, удаляемый травлением; 4 — основная пластинка полупроводника  $p$ -типа

остаются  $n$ — $p$ -переходы малого размера, которые возвышаются над поверхностью пластинки в виде «столиков» (рис. 3.18). Затем пластинка распиливается на отдельные части — диоды. Особенностью мезадиодов является уменьшенный объем базовой области. За счет этого сокращается время накопления и рассасывания носителей в базе. Одновременное изготовление большого числа диодов из одной пластинки обеспечивает также сравнительно малый разброс их характеристик и параметров.

**Стабилитроны.** Как было показано вольт-амперная характеристика полупроводниковых диодов в области электрического пробоя имеет участок, который может быть использован для стабилизации напряжения. Такой участок у кремниевых плоскостных диодов соответствует изменениям обратного тока в широких пределах. При этом до наступления пробоя обратный ток очень мал, а в режиме пробоя, т. е. в режиме стабилизации, он становится такого же порядка, как и прямой ток. В настоящее время выпускаются исключительно кремниевые стабилитроны многих типов. Их также называют опорными диодами, так как получаемое от них стабильное напряжение в ряде случаев используется в качестве эталонного. На рис. 3.19 дана типичная вольт-амперная характеристика стабилитрона при обратном токе, показывающая, что в режиме стабилизации напряжение меняется мало. Характеристика для прямого тока стабилитрона такая же, как у обычных диодов.

Кремниевые стабилитроны могут быть изготовлены на малые напряжения (единицы вольт), а именно такие нужны для питания многих транзисторных устройств.

Рассмотрим основные параметры кремниевых стабилитронов. Напряжение стабилизации  $U_{\text{ст}}$  может быть примерно от 5 до 200 В, изменение тока стабилитрона от  $I_{\text{min}}$  до  $I_{\text{max}}$  составляет десятки и даже сотни миллиампер. Максимальная допустимая мощность  $P_{\text{max}}$ , рассеиваемая в стабилитроне, — от сотен милливатт до единиц ватт. Дифференциальное сопротивление  $R_d = \Delta u / \Delta i$  в



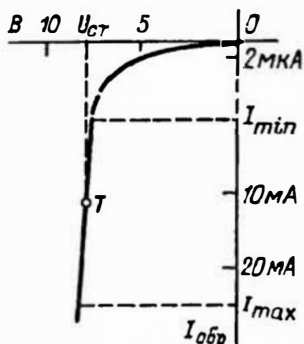


Рис. 3.19. Вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона при обратном токе

режиме стабилизации может быть от десятых долей ома для низковольтных мощных стабилитронов до 200 Ом для стабилитронов на более высокие напряжения. Низковольтные стабилитроны небольшой мощности имеют сопротивление  $R_d$  от единиц до десятков ом. Чем меньше  $R_d$ , тем лучше стабилизация. При идеальной стабилизации было бы  $R_d = 0$ . Так как  $R_d$  является сопротивлением переменному току, то его не следует путать со статическим сопротивлением, т. е. сопротивлением постоянному току  $R_0 = u/i$ . Сопротивление  $R_0$  всегда во много раз больше  $R_d$ . Влияние температуры оценивается температурным коэффициентом напряжения стабилизации ТКН, который характеризует изменение напряжения  $U_{ст}$  при изменении температуры на один градус, т. е.

$$\text{ТКН} = \Delta U_{ст} / (U_{ст} \Delta T). \quad (3.17)$$

Температурный коэффициент напряжения может быть от  $10^{-5}$  до  $10^{-3} \text{ K}^{-1}$ . Значение  $U_{ст}$  и знак ТКН зависят от удельного сопротивления основного полупроводника. Стабилитроны на напряжения до 7 В изготавливаются из кремния с малым удельным сопротивлением, т. е. с большой концентрацией примесей. В этих стабилитронах  $n$ - $p$ -переход имеет малую толщину, в нем действует поле с высокой напряженностью и пробой происходит главным образом за счет туннельного эффекта. При этом ТКН получается отрицательным. Если

же применен кремний с меньшей концентрацией примесей, то  $n$ - $p$ -переход будет толще. Его пробой возникает при более высоких напряжениях и является лавинным. Для таких стабилитронов характерен положительный ТКН.

Простейшая схема применения стабилитрона показана на рис. 3.20. Нагрузка (потребитель) включена параллельно стабилитрону. Поэтому в режиме стабилизации, когда напряжение на стабилитроне почти постоянно, такое же напряжение будет и на нагрузке. Все изменения напряжения источника  $E$  при его нестабильности почти полностью поглощаются ограничительным резистором  $R_{огр}$ .

Наиболее часто стабилитрон работает в таком режиме, когда напряжение источника нестабильно, а сопротивление нагрузки  $R_n$  постоянно. Для установления и поддержания правильного режима стабилизации в этом случае

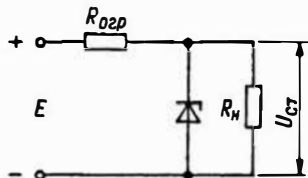


Рис. 3.20. Схема включения стабилитрона

сопротивление  $R_{огр}$  должно иметь определенное значение. Обычно  $R_{огр}$  рассчитывают для средней точки  $T$  характеристики стабилитрона. Если напряжение  $E$  меняется от  $E_{min}$  до  $E_{max}$ , то можно  $R_{огр}$  найти по следующей формуле:

$$R_{огр} = (E_{cp} - U_{ст}) / (I_{cp} + I_n), \quad (3.18)$$

где  $E_{cp} = 0,5 (E_{min} + E_{max})$  — среднее напряжение источника;  $I_{cp} = 0,5 (I_{min} + I_{max})$  — средний ток стабилитрона;  $I_n = U_{ст} / R_n$  — ток нагрузки.

Если напряжение  $E$  станет изменяться в ту или другую сторону, то будет изменяться ток стабилитрона, но напряжение на нем, а следовательно, и на нагрузке будет почти постоянным.

Поскольку все изменения напряжения источника должны поглощаться ограни-

чительным резистором, то наибольшее изменение этого напряжения, равное  $E_{\max} - E_{\min}$ , должно соответствовать наибольшему возможному изменению тока, при котором еще сохраняется стабилизация, т. е.  $I_{\max} - I_{\min}$ . Отсюда следует, что если значение  $E$  изменяется на  $\Delta E$ , то стабилизация будет осуществляться только при соблюдении условия

$$\Delta E \leq (I_{\max} - I_{\min}) R_{огр}. \quad (3.19)$$

Стабилизация в более широком диапазоне изменения  $E$  возможна при увеличении  $R_{огр}$ . Но из формулы (3.18) следует, что большее  $R_{огр}$  получается при меньшем  $I_n$ , т. е. при большем  $R_n$ . Повышение  $E_{ср}$  также дает увеличение  $R_{огр}$ .

Иногда необходимо получить стабильное напряжение более низкое, чем дает стабилитрон. Тогда последовательно с нагрузкой включают добавочный резистор, сопротивление которого легко рассчитать по закону Ома (рис. 3.21).

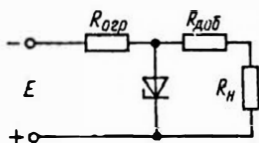


Рис. 3.21. Включение добавочного резистора для понижения стабильного напряжения на нагрузке

Второй возможный режим стабилизации применяется в том случае, когда  $E = \text{const}$ , а  $R_n$  изменяется в пределах от  $R_{n \min}$  до  $R_{n \max}$ . Для такого режима  $R_{огр}$  можно определить по средним значениям токов по формуле

$$R_{огр} = (E - U_{ст}) / (I_{ср} + I_{н.ср}), \quad (3.20)$$

где  $I_{н.ср} = 0,5(I_{n \min} + I_{n \max})$ , причем  $I_{n \min} = U_{ст} / R_{n \max}$  и  $I_{n \max} = U_{ст} / R_{n \min}$ .

Работу схемы в данном режиме можно объяснить так. Поскольку  $R_{огр}$  постоянно и падение напряжения на нем, равное  $E - U_{ст}$ , также постоянно, то и ток в  $R_{огр}$ , равный  $I_{ср} + I_{н.ср}$ , должен быть постоянным. Но последнее возможно только в том случае, если ток стабилитрона  $I$  и ток  $I_n$  изменяются в одинаковой степени, но в противо-

положные стороны. Например, если  $I_n$  увеличивается, то ток  $I$  на столько же уменьшается, а их сумма остается неизменной.

Для получения более высоких стабильных напряжений применяется последовательное соединение стабилитронов, рассчитанных на одинаковые токи (рис. 3.22). Вследствие разброса характеристик и параметров у отдельных экземпляров стабилитронов данного типа их параллельное соединение с целью получения больших токов не рекомендуется. Оно допускается только при условии, что суммарная мощность, рассеиваемая на всех стабилитронах, не превышает предельной мощности одного стабилитрона.

Для повышения стабильности напряжения может применяться схема каскадного соединения стабилитронов (рис. 3.23), в которой стабилитрон  $D_1$

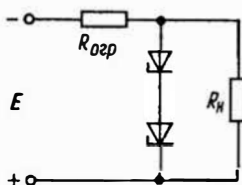


Рис. 3.22. Последовательное включение стабилитронов

должен иметь более высокое напряжение  $U_{ст}$ , нежели стабилитрон  $D_2$ .

Эффективность стабилизации напряжения характеризуется коэффициентом стабилизации  $k_{ст}$ , который показывает, во сколько раз относительное изменение напряжения на выходе схемы стабилизации меньше, чем относительное изменение напряжения на входе. Для простейшей схемы по рис. 3.20 можно написать

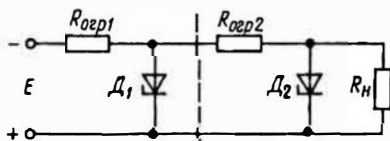


Рис. 3.23. Каскадное включение стабилитронов

$$k_{\text{ст}} = \frac{\Delta E/E}{\Delta U_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}}. \quad (3.21)$$

Практически полупроводниковый стабилитрон может обеспечить  $k_{\text{ст}}$ , равный нескольким десяткам. А при каскадном соединении (рис. 3.23) общий коэффициент стабилизации равен произведению коэффициентов стабилизации отдельных звеньев (ячеек):

$$k_{\text{ст}} = k_{\text{ст1}} k_{\text{ст2}} \dots \quad (3.22)$$

и уже при двух звеньях достигает нескольких сотен.

Недостаток рассматриваемых схем стабилизации состоит в том, что потери мощности в самом стабилитроне и на  $R_{\text{огр}}$  велики, особенно в схеме каскадного соединения.

Следует еще отметить, что если имеют место пульсации напряжения  $E$ , то стабилитрон значительно сглаживает их. Это объясняется тем, что стабилитрон обладает малым сопротивлением переменному току. Оно обычно во много раз меньше  $R_{\text{огр}}$ . Поэтому большая часть напряжения пульсаций поглощается в  $R_{\text{огр}}$ , а на стабилитроне и на нагрузке будет лишь малая часть этого напряжения.

**Стабисторы.** Это полупроводниковые диоды, предназначенные для работы в стабилизаторах напряжения, причем в отличие от стабилитронов у стабисторов используется не обратное напряжение, а прямое. Значение этого напряжения мало зависит от тока в некоторых его пределах. Как правило, стабисторы изготавливаются из кремния и имеют напряжение стабилизации в среднем около 0,7 В. Ток стабисторов обычно может быть от 1 мА до нескольких десятков миллиампер. Для получения стабильного напряжения в единицы вольт соединяют последовательно несколько стабисторов. Особенность стабисторов — отрицательный температурный коэффициент напряжения, т. е. напряжение стабилизации с повышением температуры уменьшается. Поэтому стабисторы применяют также в качестве термокомпенсирующих элементов, со-

единяя их последовательно с обычными стабилитронами, имеющими положительный температурный коэффициент напряжения.

**Варикапы.** Эти плоскостные диоды, иначе называемые параметрическими, работают при обратном напряжении, от которого зависит барьерная емкость. Таким образом, варикапы представляют собой конденсаторы переменной емкости, управляемые не механически, а электрически, т. е. изменением обратного напряжения.

Варикапы применяются главным образом для настройки колебательных контуров, а также в некоторых специальных схемах, например в так называемых параметрических усилителях. На рис. 3.24 показана простейшая схема включения варикапа в колебательный

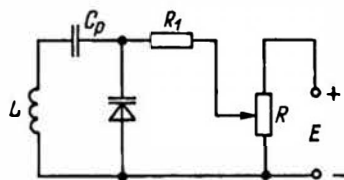


Рис. 3.24. Схема включения варикапа в колебательный контур в качестве конденсатора переменной емкости

контур. Изменяя с помощью потенциометра  $R$  обратное напряжение на варикапе, можно изменять резонансную частоту контура. Добавочный резистор  $R_1$  с большим сопротивлением включен для того, чтобы добротность контура не снижалась заметно от шунтирующего влияния потенциометра  $R$ . Конденсатор  $C_p$  является разделительным. Без него варикап был бы для постоянного напряжения замкнут накоротко катушкой  $L$ .

В качестве варикапов довольно успешно можно использовать кремниевые стабилитроны при напряжении ниже  $U_{\text{ст}}$ , когда обратный ток еще очень мал и, следовательно, обратное сопротивление очень велико.

Мы рассмотрели основные типы полупроводниковых диодов. Существует еще ряд специальных диодов. Некоторые из них описаны в гл. 8.

# БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

## 4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В числе электропреобразовательных полупроводниковых приборов, т. е. приборов, служащих для преобразования электрических величин, важное место занимают транзисторы. Они представляют собой полупроводниковые приборы, пригодные для усиления мощности и имеющие три вывода или больше. В транзисторах может быть разное число переходов между областями с различной электропроводностью. Наиболее распространены транзисторы с двумя  $n$ - $p$ -переходами, называемые *биполярными*, так как их работа основана на использовании носителей заряда обоих знаков. Первые транзисторы были точечными, но они работали недостаточно устойчиво. В настоящее время изготавливаются и применяются исключительно плоскостные транзисторы.

Устройство плоскостного биполярного транзистора показано схематически на рис. 4.1. Он представляет собой пластину германия, или кремния, или другого полупроводника, в которой созданы три области с различной электропроводностью. Для примера взят транзистор типа  $n$ - $p$ - $n$ , имеющий среднюю область с дырочной, а две

крайние области — с электронной электропроводностью. Широко применяются также транзисторы типа  $p$ - $n$ - $p$ , в которых дырочной электропроводностью обладают две крайние области, а средняя имеет электронную электропроводность.

Средняя область транзистора называется *базой*, одна крайняя область — *эмиттером*, другая — *коллектором*. Таким образом, в транзисторе имеются два  $n$ - $p$ -перехода: *эмиттерный* — между эмиттером и базой и *коллекторный* — между базой и коллектором. Расстояние между ними должно быть очень малым, не более единиц микрон, т. е. область базы должна быть очень тонкой. Это является условием хорошей работы транзистора. Кроме того, концентрация примесей в базе всегда значительно меньше, чем в коллекторе и эмиттере. От базы, эмиттера и коллектора сделаны выводы.

Для величин, относящихся к базе, эмиттеру и коллектору, применяют в качестве индексов буквы «б», «э» и «к». Токи в проводах базы, эмиттера и коллектора обозначают соответственно  $i_b$ ,  $i_e$ ,  $i_k$ . Напряжения между электродами обозначают двойными индексами, например напряжение между базой и эмиттером  $u_{б-э}$ , между коллектором и базой  $u_{к-б}$ . На условном графическом обозначении транзисторов  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  стрелка показывает условное (от плюса к минусу) направление тока в проводе эмиттера при прямом напряжении на эмиттерном переходе.

Транзистор может работать в трех режимах в зависимости от напряжения на его переходах. При работе в *активном режиме* на эмиттерном переходе напряжение прямое, а на коллекторном — обратное. *Режим отсечки*, или *запирания*, достигается подачей обратного напряжения на оба перехода. Если же на обоих переходах напряжение прямое, то транзистор работает в *режиме насыщения*. Активный режим является основным. Он используется в

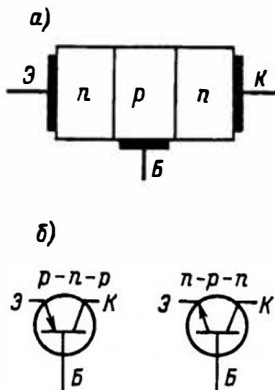


Рис. 4.1. Принцип устройства (а) и условное графическое обозначение (б) плоскостного транзистора

большинстве усилителей и генераторов. Поэтому мы подробно рассмотрим работу транзистора в активном режиме. Режимы отсечки и насыщения характерны для импульсной работы транзистора и также будут рассмотрены в дальнейшем.

В схемах с транзисторами обычно образуются две цепи. *Входная*, или *управляющая*, *цепь* служит для управления работой транзистора. В *выходной*, или *управляемой*, *цепи* получают усиленные колебания. Источник усиливаемых колебаний включается во входную цепь, а в выходную включается нагрузка. Для величин, относящихся к входной и выходной цепи, применяют соответственно индексы «вх» и «вых» или 1 и 2.

## 4.2. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ

Рассмотрим прежде всего, как работает транзистор, для примера типа  $n-p-n$ , в режиме без нагрузки, когда включены только источники постоянных питающих напряжений  $E_1$  и  $E_2$  (рис. 4,2,а). Полярность их такова, что на эмиттерном переходе напряжение

перехода велико, и напряжение  $E_2$  обычно составляет единицы или десятки вольт. Из схемы на рис. 4,2,а видно, что напряжения между электродами транзистора связаны простой зависимостью

$$u_{к-э} = u_{к-б} + u_{б-э}. \quad (4.1)$$

При работе транзистора в активном режиме обычно всегда  $u_{б-э} \ll u_{к-б}$  и, следовательно,  $u_{к-э} \approx u_{к-б}$ .

Вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода представляет собой характеристику полупроводникового диода при прямом токе (см. рис. 3.2). А вольт-амперная характеристика коллекторного перехода подобна характеристике диода при обратном токе.

Принцип работы транзистора заключается в том, что прямое напряжение эмиттерного перехода, т. е. участка база — эмиттер ( $u_{б-э}$ ), существенно влияет на токи эмиттера и коллектора: чем больше это напряжение, тем больше токи эмиттера и коллектора. При этом изменения тока коллектора лишь незначительно меньше изменений тока эмит-

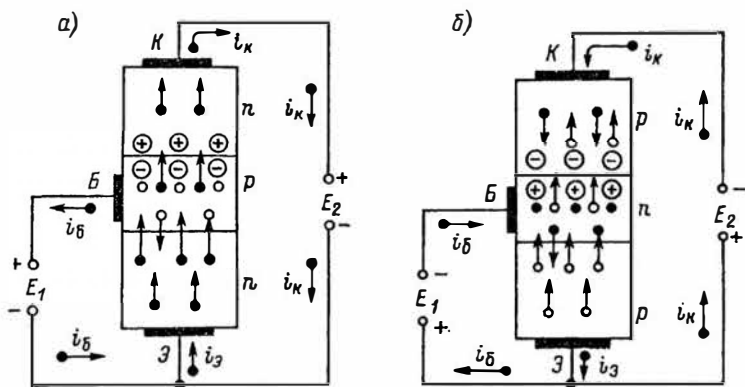


Рис. 4.2. Движение электронов и дырок в транзисторах типа  $n-p-n$  и  $p-n-p$

прямое, а на коллекторном — обратное. Поэтому сопротивление эмиттерного перехода мало и для получения нормального тока в этом переходе достаточно напряжения  $E_1$  в десятки доли вольта. Сопротивление коллекторного

тера. Таким образом, напряжение  $u_{б-э}$ , т. е. входное напряжение, управляет током коллектора. Усиление электрических колебаний с помощью транзистора основано именно на этом явлении.

Физические процессы в транзисторе происходят следующим образом. При увеличении прямого входного напряжения  $u_{б-э}$  понижается потенциальный барьер в эмиттерном переходе и соответственно возрастает ток через этот переход — ток эмиттера  $i_э$ . Электроны этого тока инжектируются из эмиттера в базу и благодаря диффузии проникают сквозь базу в коллекторный переход, увеличивая ток коллектора. Так как коллекторный переход работает при обратном напряжении, то в этом переходе возникают объемные заряды, показанные на рисунке кружками со знаками «+» и «-». Между ними возникает электрическое поле. Оно способствует продвижению (экстракции) через коллекторный переход электронов, пришедших сюда из эмиттера, т. е. вытягивают электроны в область коллекторного перехода.

Если толщина базы достаточно мала и концентрация дырок в ней невелика, то большинство электронов, пройдя через базу, не успевает рекомбинировать с дырками базы и достигает коллекторного перехода. Лишь небольшая часть электронов рекомбинирует в базе с дырками. В результате рекомбинации возникает ток базы. Действительно, в установившемся режиме число дырок в базе должно быть неизменным. Вследствие рекомбинации каждую секунду сколько-то дырок исчезает, но столько же новых дырок возникает за счет того, что из базы уходит в направлении к плюсу источника  $E_1$  такое же число электронов. Иначе говоря, в базе не может накапливаться много электронов. Если некоторое число инжектированных в базу из эмиттера электронов не доходит до коллектора, а остается в базе, рекомбинируя с дырками, то точно такое же число электронов должно уходить из базы в виде тока  $i_б$ . Поскольку ток коллектора получается меньше тока эмиттера, то в соответствии с первым законом Кирхгофа всегда существует следующее соотношение между токами:

$$i_э = i_к + i_б. \quad (4.2)$$

Ток базы является бесполезным и даже вредным. Желательно, чтобы он

был как можно меньше. Обычно  $i_б$  составляет малую долю (проценты) тока эмиттера, т. е.  $i_б \ll i_э$ , а следовательно, ток коллектора лишь незначительно меньше тока эмиттера и можно считать  $i_к \approx i_э$ . Именно для того, чтобы ток  $i_б$  был как можно меньше, базу делают очень тонкой и уменьшают в ней концентрацию примесей, которая определяет концентрацию дырок. Тогда меньшее число электронов будет рекомбинировать в базе с дырками.

Если бы база имела значительную толщину и концентрация дырок в ней была велика, то большая часть электронов эмиттерного тока, диффундируя через базу, рекомбинировала бы с дырками и не дошла бы до коллекторного перехода. Ток коллектора почти не увеличивался бы за счет электронов эмиттера, а наблюдалось бы лишь увеличение тока базы.

Когда к эмиттерному переходу напряжение не приложено, то практически можно считать, что в этом переходе нет тока. В этом случае область коллекторного перехода имеет большое сопротивление постоянному току, так как основные носители зарядов удаляются от этого перехода и по обе стороны от границы создаются области, обедненные этими носителями. Через коллекторный переход протекает лишь очень небольшой обратный ток, вызванный перемещением навстречу друг другу неосновных носителей, т. е. электронов из  $p$ -области и дырок из  $n$ -области.

Но если под действием входного напряжения возник значительный ток эмиттера, то в область базы со стороны эмиттера инжектируются электроны, которые для данной области являются неосновными носителями. Не успевая рекомбинировать с дырками при диффузии через базу, они доходят до коллекторного перехода. Чем больше ток эмиттера, тем больше электронов приходит к коллекторному переходу и тем меньше становится его сопротивление. Соответственно увеличивается ток коллектора. Иначе говоря, с увеличением тока эмиттера в базе возрастает концентрация неосновных носителей, инжектированных из эмиттера, а чем боль-

ше этих носителей, тем больше ток коллекторного перехода, т. е. ток коллектора  $i_k$ .

По рекомендуемой терминологии *эмиттером* следует называть область транзистора, назначением которой является инжекция носителей заряда в базу. Коллектором называют область, назначением которой является экстракция носителей заряда из базы. А базой является область, в которую инжектируются эмиттером неосновные для этой области носители заряда.

Следует отметить, что эмиттер и коллектор можно поменять местами (так называемый инверсный режим). Но в транзисторах, как правило, коллекторный переход делается со значительно большей площадью, нежели эмиттерный, так как мощность, рассеиваемая в коллекторном переходе, гораздо больше, чем рассеиваемая в эмиттерном. Поэтому если использовать эмиттер в качестве коллектора, то транзистор будет работать, но его можно применять только при значительно меньшей мощности, что нецелесообразно. Если площади переходов сделаны одинаковыми (транзисторы в этом случае называют *симметричными*), то любая из крайних областей может с одинаковым успехом работать в качестве эмиттера или коллектора.

Поскольку в транзисторе ток эмиттера всегда равен сумме токов коллектора и базы, то приращение тока эмиттера также всегда равно сумме приращений коллекторного и базового тока:

$$\Delta i_e = \Delta i_k + \Delta i_b. \quad (4.3)$$

Важное свойство транзистора — приблизительно линейная зависимость между его токами, т. е. все три тока транзистора изменяются почти пропорционально друг другу. Пусть, для примера,  $i_e = 10$  мА,  $i_k = 9,5$  мА,  $i_b = 0,5$  мА. Если ток эмиттера увеличится, например, на 20 % и станет равным  $10 + 2 = 12$  мА, то остальные токи возрастут также на 20 %;  $i_b = 0,5 + 0,1 = 0,6$  мА,  $i_k = 9,5 + 1,9 = 11,4$  мА, так как всегда должно быть выполнено равенство (4.2), т. е.  $12$  мА =  $11,4$  мА +  $0,6$  мА. Для приращения же токов

справедливо равенство (4.3), т. е.  $2$  мА =  $1,9$  мА +  $0,1$  мА.

Мы рассмотрели физические явления в транзисторе типа  $n-p-n$ . Подобные же процессы происходят в транзисторе типа  $p-n-p$ , но в нем меняются ролями электроны и дырки, а также изменяются полярности напряжений и направления токов (рис. 4.2, б). В транзисторе типа  $p-n-p$  из эмиттера в базу инжектируются не электроны, а дырки, которые являются для базы неосновными носителями. С увеличением тока эмиттера больше таких дырок проникает через базу к коллекторному переходу. Это вызывает уменьшение его сопротивления и возрастание тока коллектора.

Работу транзистора можно наглядно представить с помощью потенциальной диаграммы, которая приведена на рис. 4.3 для транзистора типа  $n-p-n$ . Эту диаграмму удобно использовать для создания механической модели транзистора. Потенциал эмиттера принят за нулевой. В эмиттерном переходе имеется небольшой потенциальный барьер. Чем больше напряжение  $u_{бэ}$ , тем ниже этот барьер. Коллекторный переход имеет значительную разность потенциалов, ускоряющую электроны. В механической модели шарики, аналогичные электронам, за счет своих собственных скоростей поднимаются на барьер, аналогичный эмиттерному переходу, проходят через область базы, а затем ускоренно скатываются с горки, аналогичной коллекторному переходу.

Помимо рассмотренных основных физических процессов в транзисторах приходится учитывать еще ряд явлений.

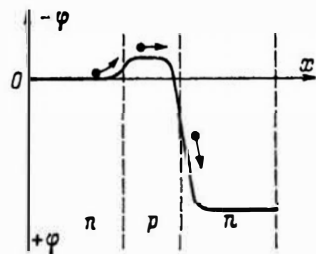


Рис. 4.3. Потенциальная диаграмма транзистора

Существенно влияет на работу транзисторов *сопротивление базы*  $r_{60}$ , т. е. сопротивление, которое база оказывает току базы  $i_6$ . (Ноль в индексе здесь означает, что данная величина относится к постоянному току.) Этот ток протекает к выводу базы в направлении, перпендикулярном направлению эмиттер — коллектор. Так как база очень тонкая, то в направлении от эмиттера к коллектору, т. е. для тока  $i_k$ , ее сопротивление очень мало и не принимается во внимание. А в направлении к выводу базы сопротивление базы  $r_{60}$  (его называют поперечным) достигает сотен ом, так как в этом направлении база аналогична очень тонкому проводнику. Напряжение на эмиттерном переходе всегда меньше, чем напряжение  $u_{6,3}$  между выводами базы и эмиттера, так как часть подводимого напряжения теряется на сопротивлении базы. С учетом сопротивления  $r_{60}$  можно изобразить эквивалентную схему транзистора для постоянного тока так, как это сделано на рис. 4.4. На этой схеме  $r_{30}$  — сопротивление эмиттера, в которое

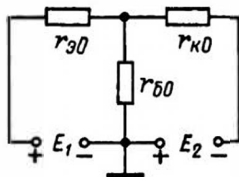


Рис. 4.4. Эквивалентная схема транзистора для постоянного тока

входят сопротивление эмиттерного перехода и эмиттерной области. Значение  $r_{30}$  у маломощных транзисторов достигает десятков ом. Это вытекает из того, что напряжение на эмиттерном переходе не превышает десятых долей вольта, а ток эмиттера в таких транзисторах составляет единицы миллиампер. У более мощных транзисторов  $i_{30}$  больше и  $r_{30}$  соответственно меньше. Сопротивление  $r_{30}$  определяется формулой (в омах)

$$r_{30} \approx 25/i_{30} \quad (4.4)$$

где ток  $i_{30}$  выражается в миллиамперах.

Сопротивление коллектора  $r_{к0}$  представляет собой практически сопротивление коллекторного перехода и составляет единицы и десятки килоом. В него входит также сопротивление коллекторной области, но оно сравнительно мало и им можно пренебречь.

Схема на рис. 4.4 является весьма приближенной, так как на самом деле эмиттер, база и коллектор имеют между собой контакт не в одной точке, а во множестве точек по всей площади переходов. Тем не менее эта схема может применяться для рассмотрения многих процессов в транзисторе.

При повышении напряжения на коллекторном переходе в нем происходит *лавинное размножение носителей заряда* (главным образом результат ударной ионизации). Это явление и туннельный эффект способны вызвать электрический пробой, который при возрастании тока может перейти в тепловой пробой перехода. Электрический и тепловой пробой коллекторного перехода в транзисторе происходит в основном так же, как и в диоде. Но в транзисторе при чрезмерном коллекторном токе может возникать тепловой пробой без предварительного электрического пробоя, т. е. без повышения напряжения на коллекторном переходе до пробивного. Это явление, связанное с перегревом коллекторного перехода в какой-то его части, получило название *вторичного пробоя*.

Изменение напряжений на коллекторном и эмиттерном переходах сопровождается изменением толщины этих переходов. В результате изменяется толщина базы. Такое явление называют *модуляцией толщины базы*. Его особенно надо учитывать при повышении напряжения коллектор — база, так как тогда толщина коллекторного перехода возрастает, а толщина базы уменьшается. При очень тонкой базе может произойти *эффект смыкания* («прокол» базы) — соединение коллекторного перехода с эмиттерным. В этом случае область базы исчезает и транзистор перестает нормально работать.

При увеличении инжекции носителей из эмиттера в базу происходит *накоп-*



ление неосновных носителей заряда в базе, т. е. увеличение концентрации и суммарного заряда этих носителей. Наоборот, при уменьшении инжекции происходит уменьшение концентрации и суммарного заряда неосновных носителей в ней. Этот процесс называют *рассасыванием неосновных носителей заряда в базе*.

В ряде случаев необходимо учитывать протекание по поверхности транзистора токов утечки, сопровождающееся рекомбинацией носителей в поверхностном слое областей транзистора.

Установим соотношения между токами в транзисторе. Ток эмиттера управляется напряжением на эмиттерном переходе, но до коллектора доходит несколько меньший ток, который можно назвать *управляемым коллекторным током*  $i_{к.упр.}$ . Часть инжектированных из эмиттера в базу носителей рекомбинирует. Поэтому

$$i_{к.упр.} = \alpha i_э, \quad (4.5)$$

где  $\alpha$  — коэффициент передачи тока эмиттера, являющийся основным параметром транзистора; при нормальных токах может иметь значения от 0,950 до 0,998.

Чем слабее рекомбинация инжектированных носителей в базе, тем ближе  $\alpha$  к 1. Через коллекторный переход всегда проходит очень небольшой (не более единиц микроампер) *неуправляемый обратный ток*  $i_{к0}$  (рис. 4.5), называемый еще *начальным током коллектора*. Он неуправляем потому, что не проходит через эмиттерный переход. Таким образом, полный коллекторный ток

$$i_k = \alpha i_э + i_{к0}. \quad (4.6)$$

Во многих случаях  $i_{к0} \ll i_э$  и можно считать, что  $i_k \approx \alpha i_э$ . Если надо измерить  $i_{к0}$ , это делают при оборванном проводе эмиттера. Действительно, из формулы (4.6) следует, что при  $i_э = 0$  ток  $i_k = i_{к0}$ .

Преобразуем выражение (4.6) так чтобы выразить зависимость тока  $i_k$  от тока базы  $i_б$ . Заменим  $i_э$  суммой  $i_k + i_б$ :

$$i_k = \alpha (i_k + i_б) + i_{к0}.$$

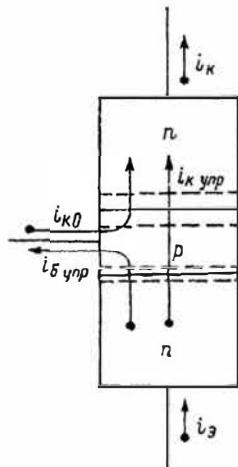


Рис. 4.5. Токи в транзисторе

Решим это уравнение относительно  $i_k$ . Тогда получим

$$i_k = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_б + \frac{i_{к0}}{1 - \alpha}.$$

Обозначим

$$\frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta \text{ и } \frac{i_{к0}}{1 - \alpha} = i_{к-30}$$

и напишем окончательное выражение

$$i_k = \beta i_б + i_{к-30}. \quad (4.7)$$

Здесь  $\beta$  — коэффициент передачи тока базы и составляет несколько десятков. Например, если  $\alpha = 0,95$ , то

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{0,95}{1 - 0,95} = \frac{0,96}{0,05} = 19,$$

а если  $\alpha = 0,99$ , т. е. увеличился на 0,04, то

$$\beta = \frac{0,99}{1 - 0,99} = \frac{0,99}{0,01} = 99,$$

т. е.  $\beta$  увеличился в пять с лишним раз!

Таким образом, незначительные изменения  $\alpha$  приводят к большим изменениям  $\beta$ . Коэффициент  $\beta$ , так же как и  $\alpha$ , относится к важным параметрам транзистора. Если известен  $\beta$ , то можно определить  $\alpha$  по формуле

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (4.8)$$

Следует заметить, что коэффициент  $\alpha$  не является строго постоянным. Он зависит от режима работы транзистора, в частности от тока эмиттера. При малых и больших токах  $\alpha$  уменьшается, а при некотором среднем значении тока достигает максимума. В пределах рабочих значений тока эмиттера  $\alpha$  изменяется сравнительно мало.

Коэффициент  $\beta$  изменяется в зависимости от режима работы транзистора гораздо больше, нежели коэффициент  $\alpha$ . При некотором среднем значении тока эмиттера коэффициент  $\beta$  максимален, а при меньших и больших токах он снижается, причем иногда в несколько раз.

Ток  $i_{k \rightarrow 0}$  называют *начальным сквозным током*, так как он протекает сквозь весь транзистор (через три его области и через оба  $n-p$ -перехода) в том случае, если  $i_b = 0$ , т. е. оборван провод базы. Действительно, из уравнения (4.7) при  $i_b = 0$  получаем  $i_k = i_{k \rightarrow 0}$ . Сквозной ток составляет десятки или сотни микроампер и значительно превосходит начальный ток коллектора  $i_{k0}$ . Ток  $i_{k \rightarrow 0} = i_{k0}/(1 - \alpha)$ , и, зная, что  $\alpha/(1 - \alpha) = \beta$ , нетрудно найти  $i_{k \rightarrow 0} = (\beta + 1)i_{k0}$ . А так как  $\beta \gg 1$ , то

$$i_{k \rightarrow 0} \approx \beta i_{k0}. \quad (4.9)$$

Сравнительно большой ток  $i_{k \rightarrow 0}$  объясняется тем, что некоторая часть напряжения  $u_{k \rightarrow 3}$  приложена к эмиттерному переходу в качестве прямого напряжения. Вследствие этого возрастает ток эмиттера, а он в данном случае и является сквозным током.

При значительном повышении напряжения  $u_{k \rightarrow 3}$  ток  $i_{k \rightarrow 0}$  резко возрастает и происходит электрический пробой. Следует отметить, что, если  $u_{k \rightarrow 3}$  не слишком мало, при обрыве цепи базы иногда в транзисторе может наблюдаться быстрое, лавинообразное увеличение тока, приводящее к перегреву и выходу транзистора из строя (при условии, что в цепи коллектора нет резистора, ограничивающего возрастание тока). В этом случае происходит следующий процесс: часть напряжения  $u_{k \rightarrow 3}$ , действующая на эмиттерном переходе, увеличивает ток  $i_b$  и равный ему ток  $i_k$  на коллектор-

ный переход поступает больше носителей, его сопротивление и напряжение на нем уменьшаются, и за счет этого возрастает напряжение на эмиттерном переходе, что приводит к еще большему увеличению тока, и т. д. Чтобы этого не произошло, при эксплуатации транзисторов запрещается разрывать цепь базы, если не выключено питание цепи коллектора. Надо также сначала включить питание цепи базы, а потом цепи коллектора, но не наоборот.

Если надо измерить ток  $i_{k \rightarrow 0}$ , то в цепь коллектора обязательно включают ограничительный резистор и производят измерение при разорванном проводе базы.

## 4.3. УСИЛЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ ТРАНЗИСТОРА

На рис. 4.6 изображена схема усилительного каскада с транзистором типа  $n-p-n$ . Принято данную схему называть *схемой с общим эмиттером* (см. § 4.4), так как эмиттер является общей точкой для входа и выхода схемы. Входное напряжение, которое необходимо усилить, подается от источника колебаний ИК на участок база — эмиттер. На базу подано также положительное смещение от источника  $E_1$ , являющееся прямым напряжением для эмиттерного перехода. При этом в цепи базы протекает некоторый ток, а следовательно, входное сопротивление транзистора получается сравнительно небольшим. Чтобы не происходила потеря части входного переменного напряжения на внутреннем сопротивлении источника  $E_1$ , он зашунтирован конденсатором

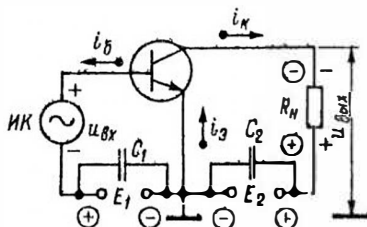


Рис. 4.6. Схема включения транзистора в усилительный каскад (схема с общим эмиттером)

достаточно большой емкости  $C_1$ . Этот конденсатор на самой низкой рабочей частоте должен иметь сопротивление, во много раз меньше входного сопротивления транзистора.

Цепь коллектора (выходная цепь) питается от источника  $E_2$ . Для получения усиленного выходного напряжения в эту цепь включена нагрузка  $R_n$ . Источник  $E_2$  зашунтирован конденсатором  $C_2$  для того, чтобы не было потери части выходного усиленного напряжения на внутреннем сопротивлении источника  $E_2$ . На самой низкой частоте сопротивление этого конденсатора должно быть во много раз меньше  $R_n$ . В дальнейшем для упрощения схем конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  не всегда будут показаны. Можно считать, что они имеются внутри самих источников  $E_1$  и  $E_2$ . Если эти источники являются выпрямителями, то в них всегда есть конденсаторы большой емкости для сглаживания пульсаций.

Работа усилительного каскада с транзистором происходит следующим образом. Изобразим коллекторную цепь в виде эквивалентной схемы (рис. 4.7). Напряжение источника  $E_2$  делится между сопротивлением нагрузки  $R_n$  и внутрен-

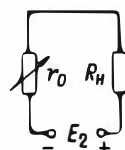


Рис. 4.7. Эквивалентная схема коллекторной цепи усилительного каскада с транзистором

ним сопротивлением транзистора  $r_0$ , которое он оказывает постоянному току коллектора. Это сопротивление приблизительно равно сопротивлению коллекторного перехода  $r_{k0}$  для постоянного тока. В действительности к сопротивлению  $r_{k0}$  еще добавляются небольшие сопротивления эмиттерного перехода, а также  $n$ - и  $p$ -областей, но эти сопротивления можно не принимать во внимание.

Если во входную цепь включается источник колебаний, то при изменении его напряжения изменяется ток эмиттера, а следовательно, сопротивление коллекторного перехода  $r_{k0}$ . Тогда напря-

жение источника  $E_2$  будет перераспределяться между  $R_n$  и  $r_{k0}$ . При этом переменное напряжение на резисторе нагрузки может быть получено в десятки раз большим, чем входное переменное напряжение. Изменения тока коллектора почти равны изменениям тока эмиттера и во много раз больше изменений тока базы. Поэтому в рассматриваемой схеме получается значительное усиление тока и очень большое усиление мощности. Усиленная мощность является частью мощности, затрачиваемой источником  $E_2$ .

Для большей наглядности рассмотрим работу усилительного каскада с транзистором на числовом примере. Пусть питающие напряжения  $E_1 = 0,2$  В и  $E_2 = 12$  В, сопротивление резистора нагрузки  $R_n = 4$  кОм и сопротивление транзистора  $r_0$  при отсутствии колебаний на входе также равно 4 кОм, т. е. полное сопротивление коллекторной цепи равно 8 кОм. Тогда ток коллектора, который можно приближенно считать равным току эмиттера, составляет  $i_k = E_2 / (R_n + r_0) = 12 : 8 = 1,5$  мА. Напряжение  $E_2$  разделится пополам, напряжение на  $R_n$  и на  $r_0$  будет по 6 В.

Если от источника колебаний на вход поступает переменное напряжение с амплитудой 0,1 В, то максимальное напряжение на участке база — эмиттер при положительной полуволне становится равным 0,3 В. Предположим, что под влиянием этого напряжения ток эмиттера возрастает до 2,5 мА. Таким же практически станет и ток коллектора. Он создаст на резисторе нагрузки падение напряжения  $2,5 \cdot 4 = 10$  В, а падение напряжения на сопротивлении  $r_0$  транзистора уменьшится до  $12 - 10 = 2$  В. Следовательно, это сопротивление уменьшится до  $2 : 2,5 = 0,8$  кОм. Через полупериода, когда источник колебаний даст напряжение, равное  $-0,1$  В, произойдет обратное явление. Минимальное напряжение база — эмиттер станет  $0,2 - 0,1 = 0,1$  В. Токи эмиттера и коллектора уменьшатся до 0,5 мА. На резисторе  $R_n$  падение напряжения уменьшится до  $0,5 \cdot 4 = 2$  В, а на сопротивлении  $r_0$  оно возрастет до 10 В; следова-

## 4.4. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

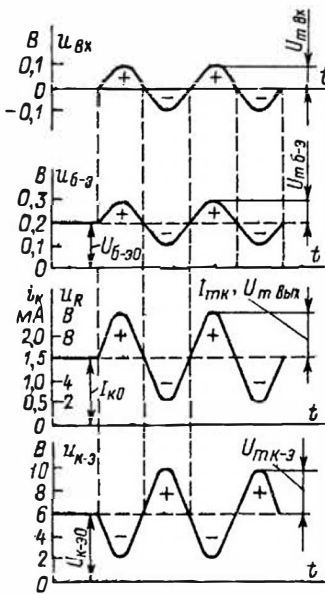


Рис. 4.8. Усиление колебаний с помощью транзистора

тельно, это сопротивление увеличится до  $10:0,5 = 20$  кОм. Таким образом, подача на вход транзистора переменного напряжения с амплитудой 0,1 В вызывает изменение сопротивления  $r_0$  от 0,8 до 20 кОм, и при этом напряжения на резисторе нагрузки и на транзисторе изменяются на 4 В в ту и другую сторону (от 10 до 2 В). Следовательно, выходное напряжение имеет амплитуду колебаний 4 В, т.е. оно в 40 раз больше входного напряжения. (Этот числовой пример является приближенным, так как на самом деле зависимость между током коллектора и входным напряжением нелинейна.)

Колебания напряжений и токов для рассмотренного примера показаны графиками на рис. 4.8. Графикам этим соответствуют следующие уравнения: входное напряжение  $u_{вх} = U_{вх} \sin \omega t$ ; напряжение на участке база — эмиттер  $u_{б-э} = U_{б-э0} + U_{мб-э} \sin \omega t$ , где  $U_{мб-э} = U_{вх}$ ; ток коллектора  $i_k = I_{к0} + I_{мк} \sin \omega t$ . Аналогично выражается напряжение на нагрузке:  $u_R = U_{R0} + U_{мR} \sin \omega t$ , где  $U_{мR} = U_{мк-з} = I_{мк} R_H$  и  $U_{R0} = I_{к0} R_H$ . Напряжение на выходе  $u_{вых} = u_{к-з} = U_{к-з0} - U_{мк-з} \sin \omega t$ , где  $U_{к-з0} = E_2 - U_{R0}$ .

Применяют три основные схемы включения транзисторов в усилительные или иные каскады. В этих схемах один из электродов транзистора является общей точкой входа и выхода каскада. Во избежание ошибок при этом надо помнить, что под *входом* (*выходом*) понимают точки, между которыми действует входное (выходное) переменное напряжение. Не следует рассматривать вход и выход по постоянному напряжению. Подразделять схемы по тому, какой электрод является общей точкой входной и выходной цепи, также не следует, так как в одной из схем эти цепи совмещены в одну цепь и все ее точки являются общими.

Основные схемы включения транзисторов называются соответственно схемами с *общим эмиттером* (ОЭ), *общей базой* (ОБ) и *общим коллектором* (ОК). Вместо слов «с общим» иногда говорят «с заземленным», хотя заземление бывает не всегда. Принцип усиления колебаний во всех этих каскадах, конечно, одинаков, но свойства схем различны, и поэтому надо рассмотреть их более подробно.

**Схема с общим эмиттером (ОЭ).** Эта схема, изображенная на рис. 4.6, является наиболее распространенной, так как она дает наибольшее усиление по мощности.

Коэффициент усиления по току  $k_i$  такого каскада представляет собой отношение амплитуд (или действующих значений) выходного и входного переменного тока, т.е. переменных составляющих токов коллектора и базы:

$$k_i = I_{мвых} / I_{мвх} = I_{мк} / I_{мб}. \quad (4.10)$$

Поскольку ток коллектора в десятки раз больше тока базы, то  $k_i$  составляет десятки единиц.

Усилительные свойства транзистора при включении его по схеме ОЭ характеризует один из главных его параметров — известный нам *статический коэффициент усиления по току* (или *коэффициент передачи тока*) для схемы ОЭ, обозначаемый  $\beta$ . Поскольку он должен характеризовать только сам транзистор,

то его определяют в режиме без нагрузки ( $R_n = 0$ ), т. е. при постоянном напряжении участка коллектор — эмиттер:

$$\beta = \Delta i_k / \Delta i_b \text{ при } u_{k-3} = \text{const.} \quad (4.11)$$

Коэффициент  $\beta$  бывает равен десяткам и даже сотням, а реальный коэффициент усиления по току каскада  $k_i$  всегда меньше, чем  $\beta$ , так как при включении нагрузки  $R_n$  ток  $i_k$  уменьшается.

Коэффициент усиления каскада по напряжению  $k_u$  равен отношению амплитудных или действующих значений выходного и входного переменного напряжения. Входным является переменное напряжение база — эмиттер  $u_{б-3}$ , а выходным — переменное напряжение на резисторе нагрузки  $u_R$  или, что все равно, между коллектором и эмиттером —  $u_{к-3}$ :

$$k_u = U_{пвых} / U_{мвх} = U_{нR} / U_{мб-3} = U_{мк-3} / U_{мб-3}, \quad (4.12)$$

Напряжение база — эмиттер не превышает десятых долей вольта, а выходное напряжение при достаточном сопротивлении резистора нагрузки и напряжении источника  $E_2$  достигает единиц, а в некоторых случаях и десятков вольт. Поэтому  $k_u$  имеет значение от десятков до сотен.

Отсюда следует, что коэффициент усиления каскада по мощности  $k_p$  получается равным сотням, или тысячам, или даже десяткам тысяч. Этот коэффициент представляет собой отношение выходной мощности к входной. Каждая из этих мощностей определяется половиной произведения амплитуд соответствующих токов и напряжений:

$$P_{вых} = 0,5 I_{мвых} U_{мвых} = 0,5 I_{мк} U_{мк-3}; \quad (4.13)$$

$$P_{вх} = 0,5 I_{мвх} U_{мвх} = 0,5 I_{мб} U_{мб-3}, \quad (4.14)$$

поэтому

$$k_p = P_{вых} / P_{вх} = I_{мвых} U_{мвых} / (I_{мвх} U_{мвх}) = k_i k_u. \quad (4.15)$$

Важная величина, характеризующая транзистор, — его *входное сопротивление*  $R_{вх}$ , которое определяется по закону Ома. Для схемы ОЭ

$$R_{вх} = U_{мвх} / I_{мвх} = U_{мб-3} / I_{мб} \quad (4.16)$$

и составляет от сотен ом до единиц килоом.

Это вытекает из того, что при  $U_{мб-3}$ , равном десятым долям вольта, ток  $I_{мб}$  транзисторов малой и средней мощности может быть до десятых долей миллиампера. Например, если  $U_{мб-3} = 200$  мВ, а  $I_{мб} = 0,4$  мА, то  $R_{вх} = 200 : 0,4 = 500$  Ом. Как видно, входное сопротивление получается сравнительно малым. Это существенный недостаток биполярных транзисторов. Выходное сопротивление транзистора при включении его по схеме ОЭ, как будет показано далее, составляет от единиц до десятков килоом.

Каскад по схеме ОЭ при усилении переворачивает фазу напряжения, т. е. между выходным и входным напряжением имеется фазовый сдвиг  $180^\circ$ . Для доказательства этого рассмотрим работу схемы на рис. 4.6. На нем и на некоторых следующих рисунках знаки постоянных потенциалов указаны в кружочках для отличия от знаков переменных потенциалов. Падение напряжения на резисторе нагрузки от постоянного тока коллектора получается со знаком «минус» на верхнем (по схеме) конце. Пусть на вход транзистора (на базу) поступает положительная полуволна напряжения, как показано на рис. 4.6. Это напряжение складывается с напряжением  $E_1$ , и напряжение на эмиттерном переходе  $U_{б-3}$  увеличивается. В результате возрастает ток эмиттера, а следовательно, и ток коллектора. Тогда увеличивается падение напряжения на резисторе нагрузки, т. е. дополнительно к постоянному напряжению на  $R_n$  появляется еще и переменное напряжение с той же полярностью. Таким образом, на выходе получается отрицательная полуволна переменного напряжения.

Достоинство схемы ОЭ — удобство питания ее от одного источника, поскольку на коллектор и базу подаются питающие напряжения одного знака.

Недостатки данной схемы — худшие по сравнению со схемой ОБ частотные и температурные свойства. С повышением частоты усиление в схеме ОЭ

снижается в значительно большей степени, нежели в схеме ОБ. Режим работы схемы ОЭ сильно зависит от температуры. Влияние частоты и температуры подробно рассматривается в гл. 6.

**Схема с общей базой (ОБ).** Хотя эта схема (рис. 4.9) дает значительно меньшее усиление по мощности и имеет еще

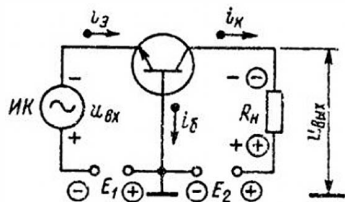


Рис. 4.9. Включение транзистора по схеме с общей базой

меньшее входное сопротивление, чем схема ОЭ, все же ее иногда применяют, так как по своим частотным и температурным свойствам она значительно лучше схемы ОЭ (см. гл. 6).

Коэффициент усиления по току каскада ОБ всегда несколько меньше единицы:

$$k_i = I_{mк}/I_{mэ} \approx 1, \quad (4.17)$$

так как ток коллектора всегда лишь немного меньше тока эмиттера.

Как мы знаем, важнейший параметр транзисторов — *статический коэффициент усиления по току* (или *коэффициент передачи тока*), для схемы ОБ обозначаемый  $\alpha$ . Он определяется для режима без нагрузки ( $R_n = 0$ ), т. е. при постоянстве напряжения коллектор — база:

$$\alpha = \Delta i_k / \Delta i_э \text{ при } u_{к-б} = \text{const.} \quad (4.18)$$

Коэффициент  $\alpha$  всегда меньше 1, и чем ближе он к 1, тем лучше транзистор. Коэффициент усиления по току  $k_i$  для каскада ОБ всегда немного меньше  $\alpha$ , так как при включении  $R_n$  ток коллектора уменьшается.

Коэффициент усиления по напряжению определяется формулой

$$k_u = U_{mк-б} / U_{mэ-б}; \quad (4.19)$$

он получается таким же, как и в схеме ОЭ, т. е. равным десяткам или сотням.

Действительно, если в схемах ОЭ и ОБ транзисторы, входные напряжения, питающие напряжения и сопротивления резисторов нагрузки одинаковы, то коллекторный ток практически один и тот же и, следовательно, выходные напряжения также одинаковы. Поскольку коэффициент усиления по мощности  $k_p$  равен произведению  $k_i k_u$ , а  $k_i \approx 1$ , то  $k_p$  примерно равен  $k_u$ , т. е. десяткам или сотням.

Входное сопротивление для схемы ОБ

$$R_{вх} = U_{mэ-б} / I_{mэ}; \quad (4.20)$$

оно получается в десятки раз меньшим, чем в схеме ОЭ.

Это видно из того, что напряжение  $U_{mэ-б}$  равно напряжению  $U_{мб-э}$ , а ток  $I_{mэ}$  в десятки раз больше тока  $I_{мб}$ . Входное сопротивление для схемы ОБ — всего лишь десятки, а у более мощных транзисторов даже единицы ом. Такое малое  $R_{вх}$  является существенным недостатком схемы ОБ. Выходное сопротивление, как будет показано далее, в этой схеме получается до сотен килоом.

Для схемы ОБ фазовый сдвиг между выходным и входным напряжением отсутствует, т. е. фаза напряжения при усилении не переворачивается. В этом можно убедиться, если рассуждать так же, как при анализе схемы ОЭ. На рис. 4.9 показана полярность отрицательной полуволны входного напряжения, под влиянием которой возрастают токи  $i_б$  и  $i_к$  и увеличивается падение напряжения на резисторе нагрузки, т. е. отрицательная полуволна выходного напряжения.

Следует отметить, что каскад по схеме ОБ вносит при усилении меньшие искажения, нежели каскад по схеме ОЭ.

**Схема с общим коллектором (ОК).** В этой схеме (рис. 4.10) действительно коллектор является общей точкой входа и выхода, поскольку источники питания  $E_1$  и  $E_2$  всегда шунтированы конденсаторами большой емкости и для переменного тока могут считаться короткозамкнутыми. Особенность этой схемы в том, что входное напряжение пол-

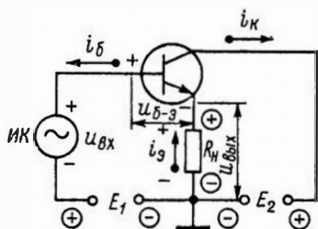


Рис. 4.10. Включение транзистора по схеме с общим коллектором

ностью передается обратно на вход, т. е. очень сильна отрицательная обратная связь. Нетрудно видеть, что входное напряжение равно сумме переменного напряжения база — эмиттер  $u_{б-э}$  и выходного напряжения:

$$u_{вх} = u_{б-э} + u_{вых}. \quad (4.21)$$

Коэффициент усиления по току каскада ОК почти такой же, как и в схеме ОЭ, т. е. равен нескольким десяткам. Действительно,

$$k_i = I_{мк}/I_{мб} = (I_{вк} + I_{мб})/I_{мб} = I_{мк}/I_{мб} + 1, \quad (4.22)$$

а отношение  $I_{мк}/I_{мб}$  есть коэффициент усиления по току для схемы ОЭ.

Однако коэффициент усиления по на-

пряжению близок к единице, причем всегда меньше ее:

$$k_u = U_{мвых}/U_{мвх} = U_{мвых}/(U_{мб-э} + U_{мвых}) < 1. \quad (4.23)$$

Напряжение  $U_{мб-э}$ , не более десятых долей вольта, а  $U_{мвых}$  при этом составляет единицы вольт, т. е.  $U_{мб-э} \ll U_{мвых}$ . Следовательно,  $k_u \approx 1$ . Надо отметить, что переменное напряжение, поданное на вход транзистора, усиливается в десятки раз, так же как и в схеме ОЭ, но весь каскад не дает усиления. Коэффициент усиления по мощности, очевидно, равен примерно  $k_i$ , т. е. нескольким десяткам.

Рассмотрев полярность переменных напряжений в схеме, можно установить, что фазового сдвига между  $u_{вых}$  и  $u_{вх}$  нет. Пусть, например, в данный момент подается положительная полуволна  $u_{вх}$ , как показано на рис. 4.10. Тогда увеличится напряжение  $u_{б-э}$ , и возрастет ток эмиттера, который увеличит падение напряжения на резисторе нагрузки. Следовательно, на выходе получится положительная полуволна напряжения. Таким образом, выходное напряжение совпадает по фазе с входным и почти равно ему. Иначе говоря, выходное напряжение повторяет входное. Именно поэтому дан-

Таблица 4.1. Важнейшие параметры основных схем включения транзисторов

Параметр	Схема ОЭ	Схема ОБ	Схема ОК
$k_i$	Десятки — сотни	Немного меньше единицы	Десятки — сотни
$k_u$	Десятки — сотни	Десятки — сотни	Немного меньше единицы
$k_p$	Сотни — десятки тысяч	Десятки — сотни	Десятки — сотни
$R_{вх}$	Сотни ом — единицы килоом	Единицы — десятки ом	Десятки — сотни килоом
$R_{вых}$	Единицы — десятки килоом	Сотни килоом — единицы мегаом	Сотни ом — единицы килоом
Фазовый сдвиг между $U_{вых}$ и $U_{вх}$	180°	0	0

ный каскад обычно называют *эмиттерным повторителем*. Эмиттерным потому, что резистор нагрузки включен в провод эмиттера и выходное напряжение снимается с эмиттера (относительно корпуса).

Входное сопротивление каскада по схеме ОК составляет десятки килоом, что является важным достоинством схемы. Действительно,

$$R_{вх} = U_{вх} / I_{вх} = (U_{мб-з} + U_{мвых}) / I_{мб-з} \quad (4.24)$$

Отношение  $U_{мб-з} / I_{мб-з}$  есть входное сопротивление самого транзистора для схемы ОЭ, которое, как известно, достигает единиц килоом. А так как  $U_{мвых}$  в десятки раз больше  $U_{мб-з}$ , то и  $R_{вх}$  в десятки раз превышает входное сопротивление схемы ОЭ. Выходное сопротивление в схеме ОК, наоборот, получается сравнительно небольшим, обычно единицы килоом или сотни ом.

Для удобства сравнения основные свойства всех трех схем включения транзисторов сведены в табл. 4.1.

## 4.5. СХЕМЫ ПИТАНИЯ И СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА

В каскадах с транзисторами применяют обычно питание от одного источника — источника выходной цепи<sup>1</sup>. Для нормального режима работы транзистора необходимо, чтобы между эмиттером и базой было постоянное напряжение в десятые доли вольта (напряжение смещения базы).

Ток эмиттера, проходя через участок эмиттер — база, создает на нем некоторое падение напряжения, но оно недостаточно, и режим работы транзистора без дополнительного смещения оказывается непригодным (токи слишком малы). Необходимо подать некоторое напряжение смещения от источника питания коллекторной цепи. Это делают с помощью резистора или делителя. На

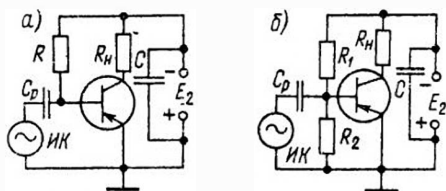


Рис. 4.11. Схемы подачи напряжения смещения на базу транзистора

рис. 4.11 показаны типичные схемы подачи смещения на базу.

В каскаде ОЭ (рис. 4.11, а) постоянный ток базы  $I_{б0}$  проходит через резистор  $R$ , на котором гасится почти все напряжение  $E_2$ . Небольшая часть напряжения падает на участке база — эмиттер и является смещением базы:

$$U_{б-э} = E_2 - I_{б0}R. \quad (4.25)$$

Из этого выражения легко определить сопротивление резистора  $R$ :

$$R = (E_2 - U_{б-э}) / I_{б0}. \quad (4.26)$$

Обычно  $U_{б-э} \ll E_2$  и  $R \approx E_2 / I_{б0}$ .

На рис. 4.11, б показана подача напряжения смещения с помощью делителя  $R_1 R_2$  в каскаде ОЭ. Здесь основная часть напряжения  $E_2$  падает на резисторе  $R_1$ , а небольшая часть, являющаяся напряжением смещения  $U_{б-э}$ , падает на резисторе  $R_2$ , который подключен параллельно входу транзистора. Сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  можно легко определить по формулам

$$R_1 = (E_2 - U_{б-э})(I_d + I_{б0}) \approx E_2 / (I_d + I_{б0});$$

$$R_2 = U_{б-э} / I_d, \quad (4.27)$$

где  $I_d$  — ток самого делителя.

Способ подачи напряжения смещения с помощью делителя применяется довольно часто, но он неэкономичен, так как источник должен создавать дополнительный ток  $I_d$ , нагревающий резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . Кроме того, в рассматриваемой схеме резистор  $R_2$ , будучи подключенным параллельно входу транзистора, весьма заметно уменьшает входное сопротивление каскада.

Для получения более стабильного напряжения смещения желательно, чтобы ток делителя  $I_d$  был возможно боль-

<sup>1</sup> В дальнейшем этот источник обозначен, как и в предыдущих схемах,  $E_2$ .



шим. Тогда распределение напряжений на резисторах делителя будет мало зависеть от тока базы, проходящего через один из резисторов. Однако из соображений экономии энергии источника  $E_2$  обычно устанавливают  $I_d$ , лишь в 3–5 раз больший, чем  $I_{60}$ . Разделительный конденсатор  $C_p$  в схемах служит для передачи на вход транзистора усиленного переменного напряжения. Чтобы потеря этого напряжения на конденсаторе  $C_p$  была незначительной, его емкостное сопротивление для самой низкой частоты должно быть достаточно малым. Емкость этого конденсатора на низких частотах равна единицам и даже десяткам микрофард. Поэтому в качестве конденсатора  $C_p$  в низкочастотных схемах обычно применяют малогабаритные электролитические конденсаторы. В схемах на рис. 4.11 раздельный конденсатор исключает попадание на вход транзистора постоянного напряжения, если оно имеется в источнике колебаний ИК. Кроме того, в этих схемах при отсутствии  $C_p$  и малом внутреннем сопротивлении источника колебаний база и эмиттер были бы замкнуты накоротко по постоянному напряжению и тогда  $U_{6-30}$  было бы близко к нулю. Емкость  $C_p$  рассчитывается исходя из того, что сопротивление  $1/(\omega C_p)$  на самой низкой частоте должно быть во много раз меньше входного сопротивления транзистора:

$$1/(\omega_n C_p) \ll R_{вх}. \quad (4.28)$$

Тогда потеря входного напряжения на конденсаторе  $C_p$  будет малой. Практически достаточно такого условия:

$$1/(\omega C_p) \leq 0,1 R_{вх}. \quad (4.29)$$

Отсюда

$$C_p \geq 10/(\omega_n R_{вх}). \quad (4.30)$$

Если выражать  $C_p$  в микрофарадах, то получаем расчетную формулу

$$C_p \geq \frac{10 \cdot 10^6}{2\pi f_n R_{вх}}. \quad (4.31)$$

В этих формулах  $\omega_n$  и  $f_n$  — низшие частоты.

Для схемы с делителем вместо  $R_{вх}$  транзистора в формулу надо ставить

сопротивление  $R'_{вх}$ , эквивалентное параллельно включенным  $R_{вх}$  и  $R_2$ , т. е.

$$R'_{вх} = \frac{R_{вх} R_2}{R_{вх} + R_2}. \quad (4.32)$$

По формуле, аналогичной (4.31), следует рассчитывать емкость конденсатора  $C$ , шунтирующего источник питания  $E_2$ :

$$C \geq \frac{10 \cdot 10^6}{2\pi f_n R_n}. \quad (4.33)$$

Тогда все выходное напряжение практически будет выделяться на нагрузке  $R_n$  и потеря этого напряжения на участке  $E_2$  будет малой.

Существенный недостаток транзисторов — значительное изменение их характеристик и параметров при изменении температуры. Повышение температуры вызывает увеличение токов, и режим работы транзисторов нарушается. Для борьбы с этим неприятным явлением служат различные методы стабилизации. В схему вводят стабилизирующие элементы, которые обеспечивают относительно постоянство режима при изменении температуры или смене транзистора. Однако надо иметь в виду, что эти схемы стабилизируют лишь положение рабочей точки, но не устраняют влияния температуры на свойства транзистора и происходящие в нем процессы. Поэтому изменение температуры все же вызывает изменение параметров транзисторов. Таким образом, стабилизация режима лишь частично устраняет последствия вредного влияния температуры.

На рис. 4.12 показаны наиболее распространенные простейшие схемы стабилизации режима каскада ОЭ, который наиболее подвержен влиянию температуры (см. гл. 6). В так называемой схеме *коллекторной стабилизации* (рис. 4.12, а) резистор  $R$ , служащий для установки необходимого смещения на базе, подключен не к источнику  $E_2$ , как в схеме на рис. 4.11, а, а к коллектору. Если от нагрева или смены транзистора ток  $i_k$  возрастет, то увеличится падение напряжения на  $R_n$ , а напряжение  $U_{к-э}$  соответственно уменьшится. Но тогда уменьшится и напряжение  $U_{б-э}$ ,

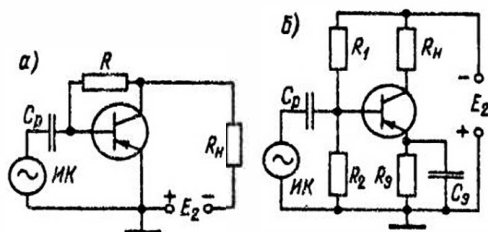


Рис. 4.12. Схемы стабилизации режима усиительного каскада с транзистором

что приведет к уменьшению тока  $i_k$ . Таким образом, одновременно происходят противоположные изменения этого тока и в результате он остается почти постоянным.

Рассмотренная схема наиболее проста и экономична, но дает хорошую стабилизацию лишь в том случае, если на резисторе нагрузки падает не менее половины напряжения источника  $E_2$ . Кроме того, в данной схеме несколько снижается усиление, так как часть усиленного напряжения передается через резистор  $R$  обратно на вход транзистора с фазой, противоположной фазе усиливаемого напряжения, т. е. получается отрицательная обратная связь.

Более сложна и менее экономична схема эмиттерной стабилизации по рис. 4.12, б. Она требует источника  $E_2$  с несколько более высоким напряжением, но по стабилизирующим свойствам значительно превосходит предыдущую схему. Здесь резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют делитель для получения напряжения смещения на базе, а резистор  $R_3$  в проводе эмиттера является стабилизирующим. Падение напряжения на этом резисторе  $U_3 = I_{e0}R_3$  действует навстречу напряжению  $U_2 = I_d R_2$ . Поэтому напряжение смещения базы  $U_{б-30} = U_2 - U_3$ . Резистор  $R_3$  создает отрицательную обратную связь по постоянному току. Если под влиянием температуры токи в транзисторе начнут возрастать, то от повышения тока  $I_{e0}$  увеличится напряжение  $U_3$  и соответственно уменьшится напряжение смещения на базе  $U_{б-30}$ , а это вызовет уменьшение токов. В результате такого изменения одновременно в противоположные стороны токи почти по-

стоянны и режим получается более стабильным.

Для того чтобы резистор  $R_3$  не создавал отрицательной обратной связи по переменному току, он зашунтирован конденсатором  $C_3$  достаточно большой емкости. Его сопротивление для самой низкой частоты должно быть во много раз меньше  $R_3$ . Обычно конденсатор  $C_3$  электролитический емкостью в десятки микрофард (в каскадах усиления низкой частоты). Эмиттерная стабилизация работает хорошо, независимо от сопротивления нагрузки  $R_N$ , причем тем лучше, чем больше ток делителя  $I_d$  и сопротивление резистора  $R_1$ . Но так как напряжение  $U_3$  является частью  $E_2$ , то чрезмерное увеличение  $R_3$  приводит к необходимости значительного повышения  $E_2$ , что невыгодно. Пренебрегая напряжением  $U_{б-30}$  по сравнению с другими напряжениями, расчет сопротивлений резисторов для схемы эмиттерной стабилизации делают по следующим приближенным формулам:

$$R_1 \approx (E_2 - U_3)/(I_{e0} + I_d);$$

$$R_2 \approx U_3/I_d; R_3 = U_3/I_{e0}. \quad (4.34)$$

При этом значение  $U_3$  выбирается с учетом возможного повышения  $E_2$ , а ток делителя  $I_d$  обычно составляет  $(3 \div 5)I_{e0}$ . Обе схемы стабилизации можно применить вместе (рис. 4.13), и тогда стабилизация будет еще лучше.

Во многих случаях стабилизация необязательна, так как не требуется высокая стабильность усиления.

На рис. 4.14, а показано питание от одного источника транзистора, включенного по схеме ОБ с подачей смещения на базу через поглотительный резистор

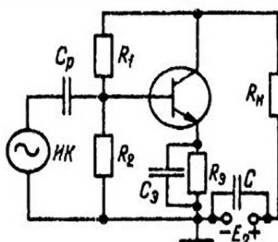


Рис. 4.13. Схема коллекторно-эмиттерной стабилизации

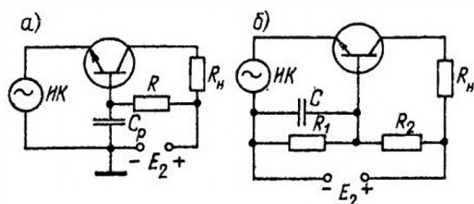


Рис. 4.14. Схемы питания транзистора, включенного с общей базой

**R.** Составляя уравнение по второму закону Кирхгофа для цепи постоянного тока базы, получим

$$E_2 = I_{60}R + U_{\text{э-б}} + I_{30}R_{\text{ИК}}, \quad (4.35)$$

где  $R_{\text{ИК}}$  — сопротивление источника колебаний постоянному току.

Из этого уравнения следует

$$R = (E_2 - U_{\text{э-б}} - I_{30}R_{\text{ИК}})/I_{60}. \quad (4.36)$$

В этой схеме конденсатор  $C_p$  служит для передачи напряжения источника ИК на вход транзистора. Сопротивление этого конденсатора должно быть достаточно малым, чтобы на нем практически не было потери переменного напряжения.

Схема ОБ с подачей смещения на базу через делитель дана на рис. 4.14, б. В ней сопротивление резисторов делителя рассчитывается по формулам

$$\begin{aligned} R_1 &= (I_{30}R_{\text{ИК}} + U_{\text{б-э}})/I_{\text{д}} \text{ и} \\ R_2 &= (E_2 - I_{\text{д}}R_1)/(I_{\text{д}} + I_{60}). \end{aligned} \quad (4.37)$$

В этой схеме конденсатор  $C_p$  также должен иметь малое сопротивление. Резистор  $R_1$  не уменьшает входное сопротивление каскада, которое остается равным входному сопротивлению самого транзистора.

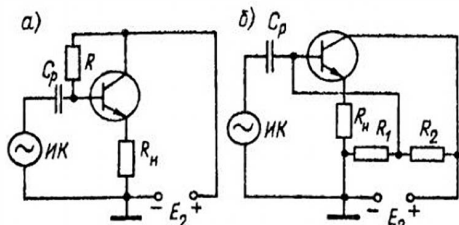


Рис. 4.15. Схемы питания транзистора, включенного с общим коллектором

Питание от одного источника для каскада по схеме ОК показано на рис. 4.15. Смещение на базу может быть подано через резистор  $R$  (рис. 4.15, а), и тогда уравнение по второму закону Кирхгофа для цепи тока базы

$$E_2 = I_{30}R_{\text{н}} + U_{\text{б-э}} + I_{60}R. \quad (4.38)$$

Решая это уравнение относительно  $R$ , находим

$$R = (E_2 - I_{30}R_{\text{н}} - U_{\text{б-э}})/I_{60}. \quad (4.39)$$

А для схемы с делителем  $R_1R_2$  (рис. 4.15, б) получим такие формулы:

$$R_1 = (I_{30}R_{\text{н}} + U_{\text{б-э}})/I_{\text{д}} \text{ и}$$

$$R_2 = (E_2 - I_{\text{д}}R_1)/(I_{60} + I_{\text{д}}). \quad (4.40)$$

Выбор тока делителя  $I_{\text{д}}$  желательно сделать так, чтобы расход мощности источника на питание делителя был невелик, т. е. ток делителя следует брать меньше или незначительно больше тока базы. В приведенных схемах ОК поглотительный резистор и резистор  $R_1$  делителя снижают входное сопротивление каскада.

## 4.6. ТРАНЗИСТОР В УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДАХ И В ГЕНЕРАТОРЕ

Рассмотрим несколько простейших схем, являющихся примерами использования транзисторов.

Усилительные каскады с транзисторами могут иметь в выходной цепи нагрузку различного вида. Если нагрузкой служит резистор, как это было показано на предыдущих схемах, то каскад называется *резистивным*. На низ-

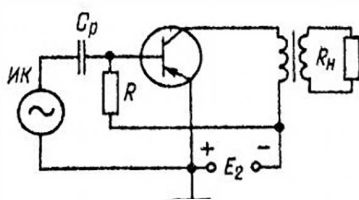


Рис. 4.16. Схема трансформаторного усилительного каскада

ких частотах применяют также *трансформаторные каскады* (рис. 4.16), у которых в выходную цепь включен трансформатор, нагруженный вторичной обмоткой на вход следующего каскада или на какой-либо потребитель мощности усиленных колебаний, например громкоговоритель. Трансформаторные каскады применяют и на высоких частотах, при этом часто нагрузкой служит резонансный колебательный контур, настроенный на рабочую частоту (рис. 4.17). От этого контура усиленные колебания

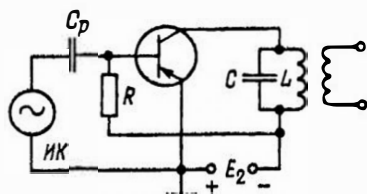


Рис. 4.17. Схема усилительного каскада с резонансным контуром

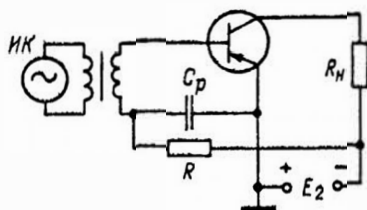


Рис. 4.18. Включение источника колебаний на вход транзистора через трансформатор

передаются далее, например на следующий каскад. Нередко в каскадах усиления высокой частоты роль источника колебаний выполняет резонансный контур во входной цепи.

В приведенных и следующих схемах смещение на базу подается от источника  $E_2$  через резистор  $R$ , а конденсатор  $C_p$  является разделительным. Его назначение объяснено в предыдущем параграфе.

Источник усиливаемых колебаний иногда включается на вход транзистора не через конденсатор, а через входной трансформатор (рис. 4.18). В этой схеме конденсатор  $C_p$  служит для того, чтобы

переменное напряжение подавалось на вход транзистора без потерь на резисторе  $R$ .

Важным является использование транзисторов для генерации колебаний. Пример простейшей схемы транзисторного генератора с индуктивной обратной связью приведен на рис. 4.19. Этот генератор работает следующим образом. При включении питания в коллекторной цепи начинает протекать ток, под влиянием которого в контуре  $LC$  возникают свободные колебания. Без транзистора они затухли бы вследствие потерь энергии в контуре. Но благодаря катушке обратной связи  $L_1$ , которая индуктивно связана с катушкой контура  $L$ , колебания от контура передаются на вход транзистора (через конденсатор  $C_p$ ). Если в результате усиления в контуре возникают колебания, совпа-

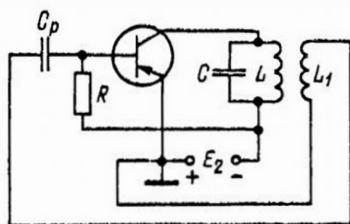


Рис. 4.19. Схема простейшего транзисторного генератора с индуктивной обратной связью

дающие по фазе с первоначально возникшими свободными колебаниями и имеющие достаточную мощность для компенсации потерь энергии в контуре, то затухание прекратится. В контуре будут генерироваться незатухающие колебания. Для того чтобы усиленные колебания имели нужную фазу и поддерживали колебания в контуре  $LC$ , а не заглушали их, необходимо правильно включить катушки  $L_1$ . Переменные напряжения на коллекторе и на базе должны быть в противофазе.

Мы рассмотрели примеры каскадов с включением транзистора по схеме с общим эмиттером. Конечно, возможны также и другие схемы включения.

# ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

## 5.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ

Зависимости между токами и напряжениями в транзисторах выражаются статическими характеристиками транзисторов, снятыми при постоянном токе и отсутствии нагрузки в выходной цепи. Характеристики необходимы для рассмотрения свойств транзисторов и для практических расчетов транзисторных схем.

В транзисторах взаимно связаны всегда четыре величины:  $i_1, i_2, u_1, u_2$  — входные и выходные токи и напряжения. Одним семейством характеристик эту зависимость показать нельзя. Необходимо два семейства. Наиболее удобно рассматривать семейство *входных характеристик*  $i_1 = f(u_1)$  вместе с семейством *выходных характеристик*  $i_2 = f(u_2)$ .

Для каждой из трех схем включения транзистора существует свое семейство характеристик. Пользуясь характеристиками, надо обращать внимание на то, к какой схеме они относятся. Мы рассмотрим основные характеристики для наиболее распространенных схем — с общим эмиттером и с общей базой. Эти характеристики приводятся в справочниках.

Поскольку напряжения и токи транзисторов типа  $n-p-n$  и  $p-n-p$  имеют разные знаки, то иногда характеристики строят с учетом этого, т. е. отрицательные значения напряжения и тока откладываются на осях влево и вниз. Однако удобнее их откладывать вправо и вверх в любом случае. Именно так строятся приводимые далее характеристики. А полярность напряжений на транзисторе и направление токов в его цепях всегда определяются соответственно типу транзистора независимо от того, как изображены его характеристики.

Входные и выходные характеристики транзистора аналогичны характеристикам полупроводникового диода. Действительно, входные характеристики от-

носятся к эмиттерному переходу, который работает при прямом напряжении. Поэтому они аналогичны характеристике для прямого тока диода. Выходные характеристики подобны характеристике для обратного тока диода, так как они отображают свойства коллекторного перехода, работающего при обратном напряжении.

Рассмотрим прежде всего характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ.

На рис. 5.1, а даны входные характеристики  $i_b = f(u_{б-э})$  при постоянных выходных напряжениях ( $u_{к-э} = \text{const}$ ). Характеристика при  $u_{к-э} = 0$  идет из начала координат, так как, если все напряжения равны нулю, нет никакого тока.

Из схемы рис. 5.1, б видно, что при  $u_{к-э} = 0$ , т. е. когда коллектор и эмиттер замкнуты накоротко, к обоим переходам приложено прямое напряжение  $u_{б-э} = E_1$ . Ток базы при этом является суммой прямых токов эмиттерного и коллекторного переходов, но получается небольшим, так как прямое напряжение эмиттерного перехода составляет всего

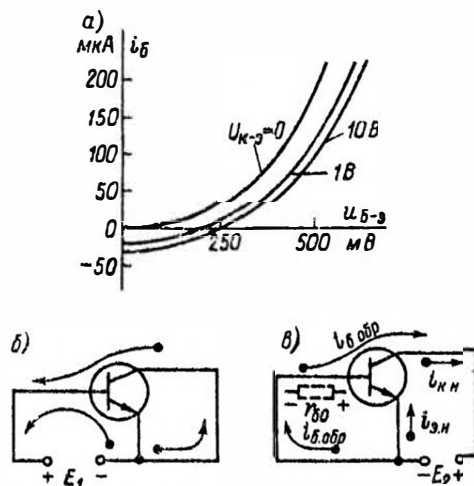


Рис. 5.1. Входные характеристики транзистора при включении его по схеме ОЭ

лишь десятые доли вольта (сотни милливольт), а поперечное сопротивление базы  $r_{60}$  — сотни ом.

В транзисторах небольшой мощности ток базы составляет десятки или сотни микроампер. Рассматриваемая характеристика подобна обычной характеристике для прямого тока полупроводникового диода. При  $u_{к-э} > 0$  характеристика сдвигается вправо, ток базы уменьшается и при малых  $u_{б-э}$  становится отрицательным. Это объясняет рис. 5.1, в, на котором показана схема ОЭ при  $u_{б-э} = 0$ , т. е. при отсутствии источника  $E_1$ . В этом случае источник  $E_2$  кроме начального тока эмиттера  $i_{э н}$  создает еще в цепи базы ток  $i_{б обр}$  обратного по сравнению с обычным током базы направления. Оба этих тока, складываясь, образуют начальный ток коллектора  $i_{к н} = i_{э н} + i_{б обр}$ . Следует отметить, что ток  $i_{б обр}$  создает на сопротивлении базы  $r_{60}$  небольшое падение напряжения, которое является прямым для эмиттерного перехода и несколько увеличивает начальный ток эмиттера  $i_{э н}$ . Если теперь включить источник  $E_1$  и постепенно увеличивать его напряжение, то он будет действовать в цепи базы навстречу источнику  $E_2$ . Ток  $i_{б обр}$  уменьшится и при некотором значении  $u_{б-э}$  (когда действие источников  $E_1$  и  $E_2$  в цепи базы уравнивается) станет равным нулю. При дальнейшем увеличении  $u_{б-э}$  будет возрастать положительный ток базы, составляющий, как обычно, часть тока эмиттера.

Уменьшение тока базы при повышении  $u_{к-э}$  происходит еще и вследствие явления модуляции толщины базы. Чем выше  $u_{к-э}$ , тем больше напряжение на коллекторном переходе  $u_{к-б}$ . Толщина этого перехода увеличивается, а толщина базы уменьшается, и тогда в базе рекомбинирует меньше носителей, движущихся от эмиттера к коллектору. Следовательно, несколько возрастает ток  $i_{к}$  и уменьшается ток  $i_{б}$ . Однако изменение  $u_{к-э}$  (например, с 1 до 10 В, как показано на рис. 5.1, а) мало влияет на ток базы. Входные характеристики при разных значениях  $u_{к-э}$  расположены очень близко друг к другу. В справочниках обычно приводится лишь одна входная характеристика для рекомендуемого значения  $u_{к-э}$ . Иногда дается и характеристика при  $u_{к-э} = 0$ .

Семейство выходных характеристик  $i_{к} = f(u_{к-э})$  показано на рис. 5.2, а. Как правило, эти характеристики даются при различных постоянных токах базы. Это объясняется тем, что вследствие сравнительно малого входного сопротивления транзистора источник входного переменного напряжения, имеющий часто большое внутреннее сопротивление, работает в режиме генератора тока. Таким образом, обычно бывает задан входной ток транзистора и удобно вести расчеты с помощью семейства выходных характеристик, связывающих выходной ток и напряжение с входным током.

Первая характеристика при  $i_{б} = 0$  выходит из начала координат и весьма

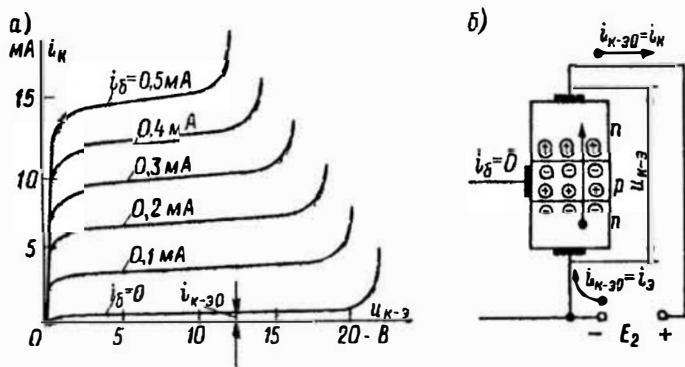


Рис. 5.2. Выходные характеристики транзистора при включении его по схеме ОЭ

напоминает обычную характеристику для обратного тока полупроводникового диода. Условие  $i_6 = 0$  соответствует разомкнутой цепи базы. При этом через весь транзистор от эмиттера к коллектору проходит известный нам сквозной ток  $i_{k-0}$  (рис. 5.2, б).

Если  $i_6 > 0$ , то выходная характеристика расположена выше, чем при  $i_6 = 0$ , и тем выше, чем больше ток  $i_6$ . Увеличение тока базы означает, что за счет повышения напряжения  $u_{6-3}$  соответственно увеличился ток эмиттера, частью которого является ток  $i_6$ . Следовательно, пропорционально возрастает и ток коллектора. Благодаря линейной зависимости между токами пологие участки соседних выходных характеристик расположены приблизительно на одинаковых расстояниях друг от друга. Однако в некоторых транзисторах эта линейность несколько нарушается.

Выходные характеристики показывают, что при увеличении  $u_{k-3}$  от нуля до небольших значений (десяти доли вольта) ток коллектора резко возрастает, а при дальнейшем увеличении  $u_{k-3}$  характеристики идут с небольшим подъемом, что означает сравнительно малое влияние  $u_{k-3}$  на ток коллектора. Действительно, чтобы увеличить  $i_k$ , надо увеличить ток эмиттера. Но все же при повышении  $u_{k-3}$  происходит следующее. Вследствие уменьшения толщины базы уменьшается ток базы, а так как характеристики снимаются при условии  $i_6 = \text{const}$ , то для поддержания прежнего значения тока базы приходится увеличивать напряжение  $u_{6-3}$ . За счет этого несколько возрастает  $i_6$ , а следовательно, и ток коллектора. При увеличении напряжения  $u_{k-3}$  увеличивается и та его часть, которая приложена в виде прямого напряжения к эмиттерному переходу. В результате этого также возрастают токи  $i_6$  и  $i_k$ .

Характеристики на рис. 5.2, а показывают, что чем больше токи  $i_k$ , тем раньше, т. е. при меньших значениях  $u_{k-3}$ , наступает электрический пробой. Область пробоя, как правило, нерабочая область транзистора, за исключением некоторых специальных типов.

Иногда применяются выходные характеристики  $i_k = f(u_{k-3})$ , снятые при различных постоянных напряжениях  $u_{6-3}$ . Эти характеристики удобны в том случае, если на входе задано напряжение, т. е. если источник усиливаемых колебаний имеет малое внутреннее сопротивление (во много раз меньше входного сопротивления транзистора) и, следовательно, работает в режиме генератора напряжения. Семейство таких характеристик показано на рис. 5.3. Их особенность в том, что расстояние между соседними характеристиками различно. При малых  $u_{6-3}$  характеристики расположены ближе друг к другу. Это следствие нелинейной зависимости между током  $i_k$  и напряжением  $u_{6-3}$ . Как мы знаем, ток  $i_k$  приблизительно пропорционален току  $i_6$ , но ток  $i_6$  зависит нелинейно от  $u_{6-3}$ , что хорошо видно из входной характеристики на рис. 5.1, а. Если  $u_{6-3} = 0$ , то в цепи коллектора протекает небольшой начальный ток  $i_{k-0}$ , о котором уже упоминалось ранее. Значительное повышение  $u_{k-3}$  вызывает электрический пробой.

Хотя для расчета схем с транзисторами достаточно иметь входные и выходные характеристики, иногда пользуются еще характеристиками управления — зависимостью  $i_k = f(i_6)$  при  $u_{k-3} = \text{const}$  (рис. 5.4, а) или  $i_k = f(u_{6-3})$  при  $u_{k-3} = \text{const}$  (рис. 5.4, б). Эти характеристики наглядно показывают, что между токами  $i_k$  и  $i_6$  существует зависимость, близкая к линейной, а зависимость  $i_k$  от входного напряжения нелинейна.

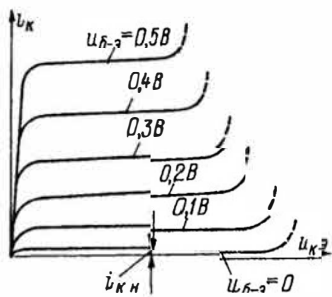


Рис. 5.3. Выходные характеристики транзистора при постоянном напряжении база — эмиттер

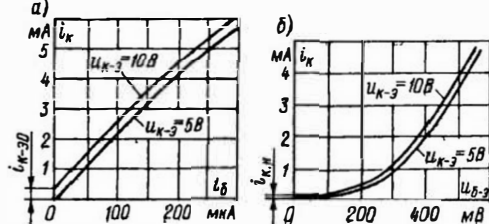


Рис. 5.4. Характеристики управления при включении транзистора по схеме ОЭ

Изменение напряжения  $u_{к-э}$  мало влияет на  $i_k$ , и характеристики управления для различных  $u_{к-э}$  расположены очень близко друг к другу. В справочниках приводится обычно лишь одна кривая для некоторого среднего значения  $u_{к-э}$ . При  $i_b = 0$  протекает небольшой ток коллектора, который представляет собой известный нам сквозной ток  $i_{к,0}$ , а при  $u_{б-э} = 0$  протекает небольшой начальный ток коллектора  $i_{к,н}$ .

Между токами  $i_k$  и  $i_b$  существует установленная ранее зависимость

$$i_k = \beta i_b + i_{к,0}. \quad (5.1)$$

Если приближенно считать, что  $\beta = \text{const}$ , то выражение (5.1) есть уравнение прямой линии, представляющей собой характеристику управления на рис. 5.4, а. На самом деле  $\beta$  не является строго постоянной величиной и эта характеристика имеет некоторую нелинейность.

Помимо рассмотренных характеристик существуют еще характеристики обратной связи  $u_{б-э} = f(u_{к-э})$  при  $i_b = \text{const}$ , которые показывают изменение напряжения на входе транзистора под влиянием изменения выходного напряжения при постоянном входном токе.

В транзисторах всегда существует внутренняя обратная связь. Это объясняется влиянием поперечного сопротивления базы, явлением модуляции толщины базы, а также тем, что выходная и входная цепи электрически соединены. Поэтому часть выходного напряжения всегда приложена ко входу транзистора. Характеристики обратной связи не применяют для расчетов, и мы не

будем их рассматривать. В последнее время они даже не приводятся в справочниках.

Перейдем к характеристикам транзистора, включенного по схеме ОБ.

Входные характеристики  $i_b = f(u_{б-э})$  при  $u_{к-б} = \text{const}$  (рис. 5.5) аналогичны характеристике для прямого тока диода, поскольку ток эмиттера является именно таким током. При  $u_{к-б} = 0$  характеристика идет из начала координат, так как ток равен нулю. А если  $u_{к-б} > 0$ , то характеристика проходит немного выше, т. е. возникает ток эмиттера, и при  $u_{б-э} = 0$  протекает небольшой начальный ток  $i_{б,н}$ . Условие  $u_{б-э} = 0$  соответствует короткому замыканию эмиттера и базы. Характеристики для различных  $u_{к-б}$  расположены очень близко друг к другу, и в справочниках обычно приводится только одна характеристика для некоторого нормального  $u_{к-б}$ . Малое влияние напряжения  $u_{к-б}$  на ток эмиттера объясняется тем, что поле, создаваемое напряжением  $u_{к-б}$ , сосредоточено в коллекторном переходе. Но все же с увеличением  $u_{к-б}$  ток  $i_b$  несколько возрастает, что объясняется влиянием поперечного сопротивления базы  $r_{б0}$ .

Из схемы на рис. 5.1, в видно, что при  $E_1 = u_{б-э} = 0$  обратный ток базы  $i_{б,обр}$  создает на сопротивлении  $r_{б0}$  неко-

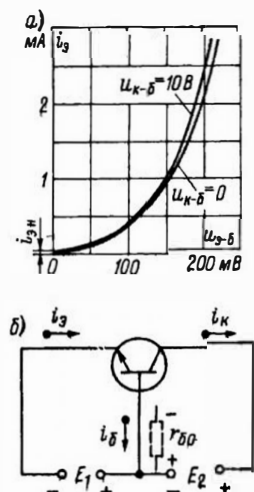


Рис. 5.5. Входные характеристики транзистора при включении его по схеме ОБ



торое напряжение, которое является прямым для эмиттерного перехода. Поэтому возникает ток  $i_{3,н}$ , и тогда  $i_{3,н} + i_{6,обр} = i_{к,н}$ . С увеличением  $u_{к-б}$  несколько увеличивается ток  $i_{6,обр}$ , следовательно, возрастает напряжение на  $r_{60}$  и ток  $i_{3,н}$ . Если же от источника  $E_1$  подано такое напряжение  $u_{3-б}$ , что ток  $i_6$  изменит свое направление, то он будет, как обычно, составлять часть тока эмиттера (см. рис. 5.1, б). В этом случае на сопротивлении  $r_{60}$  ток  $i_6$  создает напряжение, которое действует навстречу напряжению  $E_1$ , т.е. уменьшает  $u_{3-б}$ . С увеличением  $u_{к-б}$  уменьшается толщина базы, а вследствие этого уменьшается ток  $i_6$  и напряжение на сопротивлении  $r_{60}$ . В результате возрастает напряжение  $u_{3-б}$  и ток эмиттера.

На рис. 5.6, а показано семейство выходных характеристик  $i_k = f(u_{к-б})$  при  $i_3 = \text{const}$ . Они даны для постоянных значений тока  $i_3$ , потому что входное сопротивление транзистора мало и источник усиливаемых колебаний обычно работает как генератор тока, т.е. в режиме, близком к короткому замыканию. При  $i_3 = 0$  характеристика проходит через начало координат, так как без тока  $i_3$  и при  $u_{к-б} = 0$  не может быть и коллекторного тока. Эта обычная характе-

ристика обратного тока  $n-p$ -перехода. Условие  $i_3 = 0$  соответствует разомкнутой цепи эмиттера, а это означает, что включен только коллекторный переход, к которому приложено обратное напряжение. В этом случае протекает известный нам начальный ток коллектора  $i_{к0}$ .

При некотором значении  $u_{к-б}$  начинается электрический пробой коллекторного перехода и ток коллектора резко возрастает.

Рабочие участки выходных характеристик для различных  $i_3$  представляют собой прямые линии, идущие с очень небольшим наклоном, что означает малое влияние напряжения  $u_{к-б}$  на ток коллектора. Действительно, для увеличения тока  $i_k$  надо увеличивать ток эмиттера, чтобы из эмиттера в базу инжектировалось больше носителей. Но если  $i_3 = \text{const}$ , то коллекторный ток при возрастании  $u_{к-б}$  увеличивается главным образом только за счет уменьшения толщины базы, в результате чего в базе снижается рекомбинация инжектированных носителей с основными носителями базы. Следовательно, больше инжектированных носителей достигает коллектора, ток  $i_k$  увеличивается, а ток базы уменьшается.

Особенность выходных характеристик в том, что при  $u_{к-б} = 0$  и  $i_3 > 0$  ток коллектора довольно велик — почти такой же, как и при  $u_{к-б} > 0$ . Это объясняется тем, что благодаря сопротивлению базы  $r_{60}$  в данном режиме на коллекторном переходе имеется некоторое напряжение. Оно представляет собой напряжение, созданное на  $r_{60}$  током базы (рис. 5.6, б). У многих транзисторов выходные характеристики имеют вид прямых линий начиная от  $u_{к-б} = 0$ . Зависимость между токами  $i_k$  и  $i_3$  почти линейна. Поэтому выходные характеристики при одинаковом изменении тока  $i_3$  располагаются почти на одном и том же расстоянии друг от друга. Чем больше токи, тем быстрее, т.е. при меньших  $u_{к-б}$ , произойдет переход к электрическому пробую.

На рис. 5.6, а штриховыми линиями показано, что при перемене знака напряжения  $u_{к-б}$  уже при небольших его значениях ток коллектора резко умень-

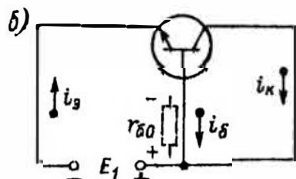
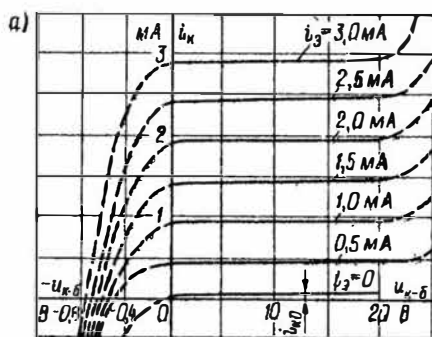


Рис. 5.6. Выходные характеристики транзистора при включении его по схеме ОБ

шается, а затем изменяет свое направление и быстро возрастает. Это объясняется тем, что напряжение  $u_{к-б}$  другого знака по сравнению с обычным является для коллекторного перехода прямым. При увеличении его на десятки доли вольта сначала компенсируется то небольшое напряжение, которое (как было объяснено) возникло на коллекторном переходе за счет падения напряжения от тока  $i_б$  на сопротивлении базы. Затем напряжение на коллекторном переходе становится прямым и ток  $i_к$  резко возрастает в обратном направлении.

Выходные характеристики для схемы ОБ, снятые при постоянных значениях входного напряжения  $u_{г-б}$ , а не входного тока, как правило, не применяются, и мы их рассматривать не будем.

Характеристики управления для схемы ОБ показывают почти линейную зависимость между токами  $i_к$  и  $i_г$  (рис. 5.7, а). (Следует отметить, что линейность в данном случае значительно лучше, нежели у зависимости  $i_к$  от  $i_б$ .) Для разных  $u_{к-б}$  эти характеристики располагаются очень близко друг от друга, что подчеркивает малое влияние  $u_{к-б}$  на ток коллектора. В справочниках обычно приводят лишь одну характеристику

управления для среднего значения  $u_{к-б}$ . При  $i_г = 0$  характеристики должны показывать ток  $i_{к0}$ , но обычно ток этот настолько мал, что кривые изображают идущими из начала координат. Характеристики на рис. 5.7, б в отличие от предыдущих показывают нелинейную зависимость тока  $i_к$  от входного напряжения. Эти характеристики используются редко. Практически не применяются для расчетов и характеристики обратной связи  $u_{г-б} = f(u_{к-б})$  при  $i_г = \text{const}$ , поэтому на них мы не останавливаемся.

Линейная зависимость между токами  $i_к$  и  $i_г$  соответствует полученному ранее уравнению

$$i_к = \alpha i_г + i_{к0}. \quad (5.2)$$

При  $\alpha = \text{const}$  это уравнение прямой линии.

Одна из возможных схем для снятия характеристик транзистора типа  $p-n-p$ , включенного по схеме ОЭ, показана на рис. 5.8. В ней напряжение  $u_{к-з}$  регулируется с помощью двух переменных резисторов  $R_3$  и  $R_4$ . Напряжение, снимаемое с резистора  $R_4$ , подается на резистор  $R_3$ , а с последнего напряжение снимается на транзистор. Это позволяет получать весьма малое напряжение  $u_{к-з}$  и более плавно изменять его. Нулевое напряжение надо устанавливать резистором  $R_3$ . Источником  $E_2$  может быть батарея на 20–30 В или выпрямитель. Измерение малых  $u_{к-з}$  надо делать с учетом падения напряжения на миллиамперметре коллекторного тока.

Ток базы  $i_б$  измеряется микроамперметром, а для измерения напряжения  $u_{б-з}$  применяется милливольтметр. Измерение напряжения на входе транзистора представляет некоторые трудности, так как даже некоторые высокоомные вольтметры потребляют ток, соизмеримый с током базы. В данной схеме для определения истинного значения  $u_{б-з}$  надо из показания милливольтметра вычесть падение напряжения на микроамперметре, которое легко найти умножением тока  $i_б$  на сопротивление микроамперметра. Переменный резистор  $R_2$  должен иметь небольшое сопротивление (десятки ом). В качестве источника  $E_1$  удобно взять один сухой элемент. Ре-

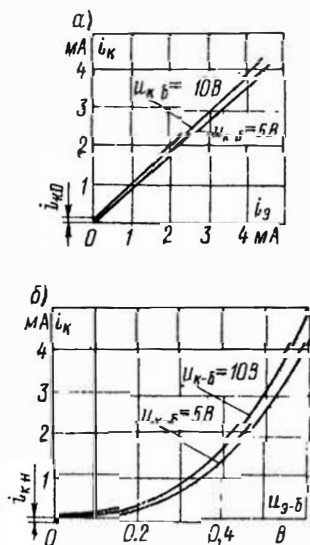


Рис. 5.7. Характеристики управления при включении транзистора по схеме ОБ

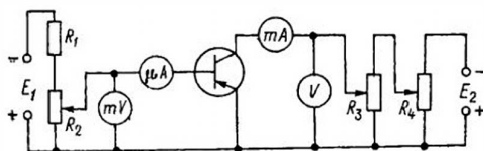


Рис. 5.8. Схема для снятия характеристик транзистора

зистор  $R_1$  служит для того, чтобы напряжение на  $R_2$  составляло лишь несколько десятых долей вольта. Можно также во входную цепь включить два переменных резистора, как это показано для цепи коллектора.

Схема, аналогичная рассмотренной, применяется также для снятия характеристик при включении транзистора по схеме ОБ. Вместо микроамперметра в ней должен быть включен миллиамперметр для измерения тока эмиттера.

## 5.2. ПАРАМЕТРЫ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ

Параметры транзисторов являются величинами, характеризующими их свойства. С помощью параметров можно сравнивать качество транзисторов, решать задачи, связанные с применением транзисторов в различных схемах, и рассчитывать эти схемы.

Для транзисторов предложено несколько различных систем параметров и эквивалентных схем, каждая из которых имеет свои преимущества и недостатки.

Все параметры можно разделить на *собственные* (или *первичные*) и *вторичные*. Собственные параметры характеризуют свойства самого транзистора независимо от схемы его включения, а

вторичные параметры для различных схем включения различных.

В качестве собственных параметров помимо знакомого нам коэффициента усиления по току  $\alpha$  принимают некоторые сопротивления в соответствии с эквивалентной схемой транзистора для переменного тока (рис. 5.9). Эта схема, называемая Т-образной, отображает электрическую структуру транзистора и учитывает его усилительные свойства. Как в этой, так и в других эквивалентных схемах следует подразумевать, что на вход включается источник усиливаемых колебаний, создающий входные напряжения с амплитудой  $U_{m1}$ , а на выход — нагрузка  $R_n$ . Здесь и в дальнейшем для переменных токов и напряжений будут, как правило, указаны их амплитуды. Во многих случаях они могут быть заменены действующими, а иногда и мгновенными значениями.

Основными первичными параметрами являются сопротивления  $r_e$ ,  $r_k$  и  $r_b$ , т. е. *сопротивления эмиттера, коллектора и базы* переменному току. Сопротивление  $r_e$  представляет собой сумму сопротивлений эмиттерного перехода и эмиттерной области. Подобно этому  $r_k$  является суммой сопротивлений коллекторного перехода и коллекторной области. Последнее очень мало по сравнению с сопротивлением перехода, поэтому им можно пренебречь. А сопротивление  $r_b$  есть поперечное сопротивление базы.

Рассматриваемая эквивалентная схема напоминает схему на рис. 4.4, однако отличается от нее. Схема на рис. 4.4 непригодна для переменных токов прежде всего потому, что в ней даны сопротивления  $r_{e0}$ ,  $r_{k0}$  и  $r_{b0}$  постоянному току, а сопротивления  $r_e$ ,  $r_k$  и  $r_b$  вследствие

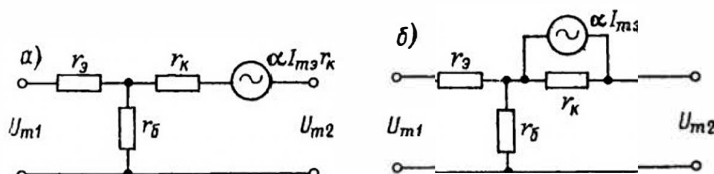


Рис. 5.9. Эквивалентные Т-образные схемы транзистора с генератором ЭДС (а) и генератором тока (б)

нелинейных свойств транзистора имеют иные значения. Кроме того, эта схема не отражает усилительных свойств транзистора. Если ко входу схемы подключить источник колебаний, то на выходе переменное напряжение получится не усиленным, а пониженным за счет потерь в сопротивлениях  $r_{\text{э}}$  и  $r_{\text{к}}$ .

В схеме же на рис. 5.9, а усиленное переменное напряжение на выходе получается от некоторого эквивалентного генератора, включенного в цепь коллектора; ЭДС этого генератора пропорциональна току эмиттера  $I_{\text{мэ}}$ .

Эквивалентный генератор надо считать идеальным, а роль его внутреннего сопротивления выполняет сопротивление  $r_{\text{к}}$ . Как известно, ЭДС любого генератора равна произведению его тока короткого замыкания на внутреннее сопротивление. В данном случае ток короткого замыкания равен  $\alpha I_{\text{мэ}}$  так как  $\alpha = I_{\text{мк}}/I_{\text{мэ}}$  при  $R_{\text{н}} = 0$ , т. е. при коротком замыкании на выходе. Таким образом, ЭДС генератора равна  $\alpha I_{\text{мэ}} r_{\text{к}}$ .

Вместо генератора ЭДС можно ввести в схему генератор тока. Тогда получается наиболее часто применяемая эквивалентная схема (рис. 5.9, б). В ней генератор тока создает ток, равный  $\alpha I_{\text{мэ}}$ . Значения первичных параметров примерно следующие. Сопротивление  $r_{\text{э}}$  составляет десятки ом,  $r_{\text{б}}$  — сотни ом, а  $r_{\text{к}}$  — сотни килоом и даже единицы мегаом. Обычно к трем сопротивлениям в качестве четвертого собственного параметра добавляют еще  $\alpha$ . Рассмотренная эквивалентная схема транзистора пригодна только для низших частот. На высоких частотах необходимо учитывать еще емкость эмиттерного и коллекторного перехода, что приводит к усложнению схемы. В данном параграфе будут рассмотрены только низкочастотные эквивалентные схемы и параметры. Работа транзисторов на более высоких частотах описана в гл. 6.

Эквивалентная схема с генератором тока для транзистора, включенного по схеме ОЭ, показана на рис. 5.10. В ней генератор дает ток  $\beta I_{\text{мб}}$ , а сопротивление коллекторного перехода по сравнению с предыдущей схемой значительно уменьшилось и равно  $r_{\text{к}}(1 - \alpha)$  или,

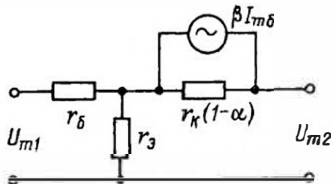


Рис. 5.10. Эквивалентная Т-образная схема транзистора, включенного по схеме ОЭ

приблизненно,  $r_{\text{к}}/\beta$ , если учесть, что  $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$  и  $\alpha \approx 1$ . Уменьшение сопротивления коллекторного перехода в схеме ОЭ объясняется тем, что в этой схеме некоторая часть напряжения  $u_{\text{кэ}}$  приложена к эмиттерному переходу и усиливает в нем инжекцию. Вследствие этого значительное число инжектированных носителей достигает коллекторного перехода и его сопротивление снижается.

Переход от эквивалентной схемы ОБ к схеме ОЭ можно показать следующим образом. Напряжение, создаваемое любым генератором, равно разности между ЭДС и падением напряжения на внутреннем сопротивлении. Для схемы по рис. 5.9, а это будет

$$U_{\text{м}} = \alpha I_{\text{мэ}} r_{\text{к}} - I_{\text{мк}} r_{\text{к}}.$$

Заменим здесь  $I_{\text{мэ}}$  на сумму  $I_{\text{мк}} + I_{\text{мб}}$ . Тогда получим

$$\begin{aligned} U_{\text{м}} &= \alpha (I_{\text{мк}} + I_{\text{мб}}) r_{\text{к}} - I_{\text{мк}} r_{\text{к}} = \\ &= \alpha I_{\text{мк}} r_{\text{к}} + \alpha I_{\text{мб}} r_{\text{к}} - I_{\text{мк}} r_{\text{к}} = \\ &= \alpha I_{\text{мб}} r_{\text{к}} - (I_{\text{мк}} r_{\text{к}} - \alpha I_{\text{мк}} r_{\text{к}}) = \\ &= \alpha I_{\text{мб}} r_{\text{к}} - I_{\text{мк}} r_{\text{к}} (1 - \alpha). \end{aligned}$$

В этом выражении первое слагаемое  $\alpha I_{\text{мб}} r_{\text{к}}$  представляет собой ЭДС, а второе слагаемое есть падение напряжения от тока  $I_{\text{мк}}$  на сопротивлении  $r_{\text{к}}(1 - \alpha)$ , которое является сопротивлением коллекторного перехода. А ток короткого замыкания, создаваемый эквивалентным генератором тока, равен отношению ЭДС к внутреннему сопротивлению, т. е.

$$I = \alpha I_{\text{мб}} r_{\text{к}} / [r_{\text{к}} (1 - \alpha)] = \beta I_{\text{мб}}.$$

Рассмотренные Т-образные эквивалентные схемы являются приближенными, так как на самом деле эмиттер, база и коллектор соединены друг с другом внутри транзистора не в одной точке. Но тем не менее использование

этих схем для решения теоретических и практических задач не дает значительных погрешностей.

Все системы вторичных параметров основаны на том, что транзистор рассматривается как четырехполюсник, т. е. прибор, имеющий два входных и два выходных зажима. Вторичные параметры связывают входные и выходные переменные токи и напряжения и справедливы только для данного режима транзистора и для малых амплитуд. Поэтому их называют низкочастотными малосигнальными параметрами. Вследствие нелинейности транзистора вторичные параметры изменяются при изменении его режима и при больших амплитудах.

В настоящее время основными считаются *смешанные* (или *гибридные*) параметры, обозначаемые буквой  $h$  или  $H$ . Название «смешанные» дано потому что среди них имеются два коэффициента, одно сопротивление и одна проводимость. Именно  $h$ -параметры приводятся во всех справочниках. Параметры системы  $h$  удобно измерять. Это весьма важно, так как в справочниках содержатся усредненные параметры, полученные в результате измерений параметров нескольких транзисторов данного типа. Два из  $h$ -параметров определяются при коротком замыкании для переменного тока на выходе, т. е. при отсутствии нагрузки в выходной цепи. В этом случае на выход транзистора подается только постоянное напряжение ( $u_2 = \text{const}$ ) от источника  $E_2$ . Остальные два параметра определяются при разомкнутой для переменного тока входной цепи, т. е. когда во входной цепи имеется только постоянный ток ( $i_1 = \text{const}$ ), создаваемый источником питания. Условия  $u_2 = \text{const}$  и  $i_1 = \text{const}$  нетрудно осуществить на практике при измерении  $h$ -параметров.

В систему  $h$ -параметров входят следующие величины:

1. *Входное сопротивление*

$$h_{11} = \Delta u_1 / \Delta i_1 \text{ при } u_2 = \text{const} \quad (5.3)$$

представляет собой сопротивление транзистора переменному входному току (между входными зажимами) при корот-

ком замыкании на выходе, т. е. при отсутствии выходного переменного напряжения.

При таком условии изменение входного тока  $\Delta i_1$  является результатом изменения только входного напряжения  $\Delta u_1$ . А если бы на выходе было переменное напряжение, то оно за счет обратной связи, существующей в транзисторе, влияло бы на входной ток. В результате входное сопротивление получалось бы различным в зависимости от переменного напряжения на выходе, которое, в свою очередь, зависит от сопротивления нагрузки  $R_n$ . Но параметр  $h_{11}$  должен характеризовать сам транзистор (независимо от  $R_n$ ), и поэтому он определяется при  $u_2 = \text{const}$ , т. е. при  $R_n = 0$ .

2. *Коэффициент обратной связи по напряжению*

$$h_{12} = \Delta u_1 / \Delta u_2 \text{ при } i_1 = \text{const} \quad (5.4)$$

показывает, какая доля выходного переменного напряжения передается на вход транзистора вследствие обратной связи в нем.

Условие  $i_1 = \text{const}$  в данном случае подчеркивает, что во входной цепи нет переменного тока, т. е. эта цепь разомкнута для переменного тока, и, следовательно, изменение напряжения на входе  $\Delta u_1$  есть результат изменения только выходного напряжения  $\Delta u_2$ .

Как уже указывалось, в транзисторе всегда есть обратная связь за счет того, что электроды транзистора электрически соединены между собой, а также за счет сопротивления базы. Эта обратная связь существует на любой низкой частоте, даже при  $f = 0$ , т. е. на постоянном токе.

3. *Коэффициент усиления по току (коэффициент передачи тока)*

$$h_{21} = \Delta i_2 / \Delta i_1 \text{ при } u_2 = \text{const} \quad (5.5)$$

показывает усиление переменного тока транзистором в режиме работы без нагрузки.

Условие  $u_2 = \text{const}$ , т. е.  $R_n = 0$ , и здесь задается для того, чтобы выходной ток  $\Delta i_2$  зависел только от входного тока  $\Delta i_1$ . Именно при выполнении такого условия параметр  $h_{21}$  будет действитель-

но характеризовать усиление тока самим транзистором. Если бы выходное напряжение менялось, то оно влияло бы на выходной ток и по изменению этого тока уже нельзя было бы правильно оценить усиление.

#### 4. Выходная проводимость

$$h_{22} = \Delta i_2 / \Delta u_2 \text{ при } i_1 = \text{const} \quad (5.6)$$

представляет собой внутреннюю проводимость для переменного тока между выходными зажимами транзистора.

Ток  $i_2$  должен изменяться только под влиянием выходного напряжения  $u_2$ . Если при этом ток  $i_1$  не будет постоянным, то его изменения вызовут изменения тока  $i_2$  и значение  $h_{22}$  будет определено неправильно.

Величина  $h_{22}$  измеряется в сименсах (См). Так как проводимость в практических расчетах применяется значительно реже, нежели сопротивление, то в дальнейшем мы часто будем пользоваться вместо  $h_{22}$  выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}} = 1/h_{22}$ , выраженным в омах или килоомах.

Определить параметры можно не только через приращения токов и напряжений, но и через амплитуды переменных составляющих токов и напряжений:

$$h_{11} = U_{m1} / I_{m1} \text{ при } U_{m2} = 0; \quad (5.7)$$

$$h_{12} = U_{m1} / U_{m2} \text{ при } I_{m1} = 0; \quad (5.8)$$

$$h_{21} = I_{m2} / I_{m1} \text{ при } U_{m2} = 0; \quad (5.9)$$

$$h_{22} = I_{m2} / U_{m2} \text{ при } I_{m1} = 0. \quad (5.10)$$

Напомним, что  $h$ -параметры определены для малых амплитуд, поэтому использование их для больших амплитуд дает значительные погрешности.

При измерении параметров на переменном токе вместо амплитуд могут быть взяты действующие значения, показываемые измерительными приборами.

Зависимость между переменными токами и напряжениями в транзисторе при использовании  $h$ -параметров можно выразить следующими уравнениями:

$$U_{m1} = h_{11} I_{m1} + h_{12} U_{m2}; \quad (5.11)$$

$$I_{m2} = h_{21} I_{m1} + h_{22} U_{m2}. \quad (5.12)$$

Действительно, напряжение во входной цепи  $U_{m1}$  складывается из падения напряжения от входного тока  $I_{m1}$  на входном сопротивлении  $h_{11}$  и напряжения, переданного с выхода на вход за счет обратной связи и составляющего часть выходного напряжения  $U_{m2}$ . Эту часть показывает параметр  $h_{12}$ . А выходной ток  $I_{m2}$  является суммой усиленного тока, равного  $h_{21} I_{m1}$ , и тока в элементе  $h_{22}$  схемы, создаваемого выходным напряжением  $U_{m2}$ .

Уравнениям (5.11) и (5.12) соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 5.11. В ней генератор ЭДС  $h_{12} U_{m2}$  показывает наличие напряжения обратной связи во входной цепи. Сам генератор надо считать идеальным, т. е. не имеющим внутреннего сопротивления. Генератор тока  $h_{21} I_{m1}$  в выходной цепи учитывает эффект усиления тока, а  $h_{22}$  является внутренней проводимостью этого генератора. Хотя и входная и выходная цепи кажутся не связанными друг с другом, на самом деле эквивалентные генераторы учитывают взаимосвязь этих цепей.

В зависимости от того, к какой схеме относятся параметры, дополнительно к цифровым индексам ставятся буквы: «э» — для схемы ОЭ, «б» — для схемы ОБ и «к» — для схемы ОК.

Рассмотрим  $h$ -параметры для схем ОЭ и ОБ и приведем их выражения для транзисторов небольшой мощности.

Для схемы ОЭ  $i_1 = i_b$ ,  $i_2 = i_k$ ,  $u_1 = u_{бэ}$ ,  $u_2 = u_{кэ}$ , и поэтому  $h$ -параметры определяются по следующим формулам:

входное сопротивление

$$h_{11э} = \Delta u_{бэ} / \Delta i_b \text{ при } u_{кэ} = \text{const} \quad (5.13)$$

и получается от сотен ом до единиц килоом;

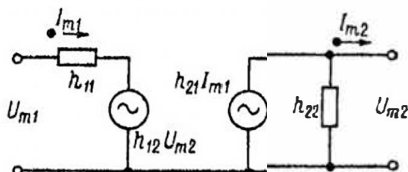


Рис. 5.11. Эквивалентная схема транзистора с использованием  $h$ -параметров

коэффициент обратной связи

$$h_{12} = \Delta u_{\kappa-3} / \Delta u_{\kappa-3} \text{ при } i_6 = \text{const} \quad (5.14)$$

и обычно равен  $10^{-3} - 10^{-4}$ , т. е. напряжение, передаваемое с выхода, на вход за счет обратной связи, составляет тысячные или десятитысячные доли выходного напряжения;

коэффициент усиления тока есть известный нам параметр

$$h_{21} = \beta = \Delta i_{\kappa} / \Delta i_6 \text{ при } u_{\kappa-3} = \text{const} \quad (5.15)$$

и составляет десятки — сотни;

выходная проводимость

$$h_{22} = \Delta i_{\kappa} / \Delta u_{\kappa-3} \text{ при } i_6 = \text{const} \quad (5.16)$$

и равна десятым или сотым долям миллисименса, а выходное сопротивление  $1/h_{22}$  получается от единиц до десятков килоом.

Для схемы ОБ  $i_1 = i_3$ ,  $i_2 = i_{\kappa}$ ,  $u_1 = u_{\kappa-6}$ ,  $u_2 = u_{\kappa-6}$  и формулы  $h$ -параметров напишутся так:

входное сопротивление

$$h_{11} = \Delta u_{\kappa-6} / \Delta i_3 \text{ при } u_{\kappa-6} = \text{const} \quad (5.17)$$

и составляет единицы или десятки ом; коэффициент обратной связи

$$h_{12} = \Delta u_{\kappa-6} / \Delta u_{\kappa-6} \text{ при } i_3 = \text{const} \quad (5.18)$$

и имеет тот же порядок ( $10^{-4} - 10^{-3}$ ), что и для схемы ОЭ;

коэффициент усиления тока является известным уже нам параметром  $\alpha$  —

$$|h_{21}| = \alpha = \Delta i_{\kappa} / \Delta i_3 \text{ при } u_{\kappa-6} = \text{const} \quad (5.19)$$

и обычно равен 0,950—0,998; токи  $i_3$  и  $i_{\kappa}$  имеют разные знаки, поскольку один из них «втекает» в транзистор, а другой «вытекает» из него, и тогда параметр  $h_{216}$  имеет знак «минус», т. е.  $h_{216} = -\alpha$ ;

выходная проводимость

$$h_{22} = \Delta i_{\kappa} / \Delta u_{\kappa-6} \text{ при } i_3 = \text{const} \quad (5.20)$$

и составляет единицы микросименсов и менее; выходное сопротивление  $1/h_{22}$  обычно сотни килоом, т. е. значительно выше, нежели в схеме ОЭ.

При любой схеме включения  $h$ -параметры связаны с собственными параметрами транзистора. Например, для схемы ОБ

$$h_{116} \approx r_3 + r_6(1 - \alpha); \quad h_{216} = -\alpha;$$

$$h_{126} \approx r_6/r_{\kappa}; \quad h_{226} \approx 1/r_{\kappa}, \quad (5.21)$$

а для схемы ОЭ

$$h_{113} = r_6 + r_3/(1 - \alpha); \quad h_{12} \approx \frac{r_3}{r_{\kappa}(1 - \alpha)};$$

$$h_{213} = \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}; \quad h_{22} \approx \frac{1}{r_{\kappa}(1 - \alpha)}. \quad (5.22)$$

Из этих формул можно определить собственные параметры, если известны  $h$ -параметры.

Все формулы связи между параметрами получаются из рассмотрения соответствующей эквивалентной схемы. Например, для схемы на рис. 5.9 можно написать

$$h_{116} = \frac{U_{m3-6}}{I_{m3}} \Big|_{U_{m\kappa-6}=0} = \frac{I_{m3}r_3 + I_{m6}r_6}{I_{m3}} =$$

$$= r_3 + \frac{I_{m3} - I_{m\kappa}}{I_{m3}} r_6 = r_3 + (1 - \alpha) r_6;$$

$$h_{126} = \frac{U_{m3-6}}{U_{m\kappa-6}} \Big|_{I_{m3}=0} = \frac{r_6}{r_6 + r_{\kappa}} \approx \frac{r_6}{r_{\kappa}},$$

так как  $r_6 \ll r_{\kappa}$ ;

$$h_{216} = \frac{I_{m\kappa}}{I_{m3}} \Big|_{U_{m\kappa-6}=0} = -\alpha;$$

$$h_{226} = \frac{I_{m\kappa}}{U_{m\kappa-6}} \Big|_{I_{m3}=0} = 1/(r_{\kappa} + r_6) \approx 1/r_{\kappa}.$$

Аналогично можно получить формулы для схемы ОЭ (рис. 5.10).

В табл. 5.1 для схем ОЭ и ОБ указаны значения  $h$ -параметров, причем вместо  $h_{22}$  дано выходное сопротивление  $1/h_{22}$ .

Находятся  $h$ -параметры по характеристикам для заданной точки в соответствии с формулами, приведенными выше. В качестве примера найдем  $h$ -параметры транзистора для схемы ОЭ.

Из выходных характеристик (рис. 5.12, а) можно найти для заданной точки  $T$  параметры  $h_{21}$  и  $h_{22}$ . По приращениям  $\Delta i_{\kappa}$  и  $\Delta i_6$  между точками  $A$  и  $B$  при постоянном напряжении  $u_{\kappa-3}$  получим

$$h_{21} = \beta = \Delta i_{\kappa} / \Delta i_6 = 1 \text{ мА} / 40 \text{ мкА} = 25.$$

Таблица 5.1. Значения  $h$ -параметров

Параметр	Схема ОЭ	Схема ОБ
$h_{11}$	Сотни ом — единицы килоом	Единицы — десятки ом
$h_{12}$	$10^{-3} - 10^{-4}$	$10^{-3} - 10^{-4}$
$ h_{21} $	Десятки — сотни	0,950 — 0,998
$1/h_{22}$	Единицы — десятки килоом	Сотни килоом — единицы мегаом

Отношение приращений  $\Delta i_k$  и  $\Delta u_{k-3}$  между точками В и Г при постоянном токе  $i_5$  дает возможность определить

$$h_{22} = \Delta i_k / \Delta u_{k-3} = 0,4 \cdot 10^{-3} / 14 = \\ = 28,6 \cdot 10^{-6} \text{ См},$$

что соответствует выходному сопротивлению

$$1/h_{22} = 1/(28,6 \cdot 10^{-6}) \text{ См} \approx 36\,200 \text{ Ом} \approx \\ \approx 36 \text{ кОм}.$$

На входной характеристике (рис. 5.12, б) указана точка Т для того же режима, что и на выходных характеристиках. По приращениям  $\Delta u_{6-3}$  и  $\Delta i_6$  между точками А и Б при постоянном напряжении  $u_{k-3}$  находим

$$h_{11} = \Delta u_{6-3} / \Delta i_6 = 50 \text{ мВ} / 20 \cdot \text{мкА} = \\ = 2500 \text{ Ом}.$$

Для определения  $h_{12}$ , необходимо иметь не менее двух входных характеристик, снятых при разных  $u_{k-3}$ . Но в справочниках обычно приводится только одна характеристика, из которой  $h_{12}$  найти нельзя (входную характеристику при  $u_{k-3} = 0$  для определения параметров не следует использовать). Поскольку параметр  $h_{12}$ , не применяется для простейших практических расчетов, мы не будем заниматься его определением из характеристики.

Кроме системы  $h$ -параметров используются также системой параметров в виде проводимостей, или  $y$ -параметрами. Для низких частот они являются чисто активными, и поэтому их иногда обозначают буквой  $g$  с соответствующими индексами. Эти параметры определяют при коротком замыкании для переменного тока на входе или на выходе

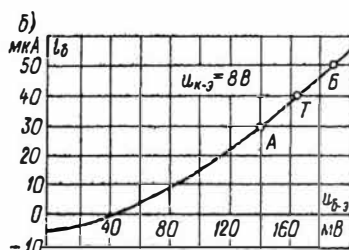
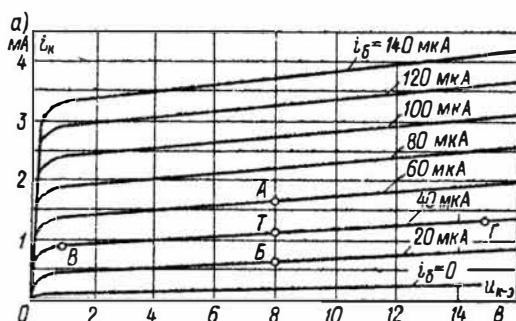


Рис. 5.12. Выходные (а) и входная (б) характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ



транзистора по следующим формулам.

*Входная проводимость*

$$y_{11} = \Delta i_1 / \Delta u_1 \text{ при } u_2 = \text{const.} \quad (5.23)$$

Нетрудно видеть, что  $y_{11}$  является величиной, обратной  $h_{11}$ :

$$y_{11} = 1/h_{11}. \quad (5.24)$$

*Проводимость обратной связи*

$$y_{12} = \Delta i_1 / \Delta u_2 \text{ при } u_1 = \text{const.} \quad (5.25)$$

Параметр  $y_{12}$  показывает, какое изменение тока  $i_1$  получается за счет обратной связи при изменении выходного напряжения  $u_2$  на 1 В.

*Проводимость управления (крутизна)*

$$y_{21} = \Delta i_2 / \Delta u_1 \text{ при } u_2 = \text{const.} \quad (5.26)$$

Величина  $y_{21}$  характеризует управляющее действие входного напряжения  $u_1$  на выходной ток  $i_2$  и показывает изменение  $i_2$  при изменении  $u_1$  на 1 В; значение  $y_{21}$  — десятки и сотни миллиампер на вольт (миллисименс).

*Выходная проводимость*

$$y_{22} = \Delta i_2 / \Delta u_2 \text{ при } u_1 = \text{const.} \quad (5.27)$$

Заметим, что  $y_{22}$  и  $h_{22}$  являются различными величинами, так как они определяются при разных условиях ( $u_1 = \text{const}$  и  $i_1 = \text{const}$ ).

Параметр  $y_{21}$  связан с  $h$ -параметрами простым соотношением

$$y_{21} = h_{21}/h_{11}, \quad (5.28)$$

правильность которого предоставим проверить читателю.

В систему  $y$ -параметров иногда добавляют еще статический коэффициент усиления по напряжению

$$\mu = -\Delta u_2 / \Delta u_1 \text{ при } i_2 = \text{const}^1. \quad (5.29)$$

Параметр  $\mu$  связан с другими  $y$ -параметрами соотношением

$$\mu = y_{21}/y_{22} \quad (5.30)$$

<sup>1</sup> Постоянство коллекторного тока может быть достигнуто лишь в том случае, если изменения напряжений противоположны по знаку, поэтому в формуле стоит знак «минус». А сам коэффициент  $\mu$  является положительным.

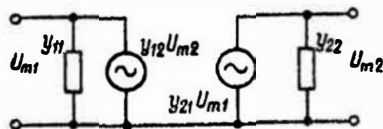


Рис. 5.13. Эквивалентная схема транзистора с использованием  $y$ -параметров

и составляет у транзисторов тысячи.

При помощи  $y$ -параметров токи и напряжения транзистора можно связать уравнениями

$$I_{m1} = y_{11} U_{m1} + y_{12} U_{m2}; \quad (5.31)$$

$$I_{m2} = y_{21} U_{m1} + y_{22} U_{m2}. \quad (5.32)$$

Эти уравнения показывают, что входной ток  $I_{m1}$  складывается из тока, создаваемого входным напряжением  $U_{m1}$  в элементе  $y_{11}$  схемы, и тока, возникающего во входной цепи от напряжения  $U_{m2}$  за счет обратной связи. А выходной ток  $I_{m2}$  складывается из усиленного тока  $y_{21} U_{m1}$  и тока, создаваемого в элементе  $y_{22}$  напряжением  $U_{m2}$ .

Для системы  $y$ -параметров может быть применена эквивалентная схема, изображенная на рис. 5.13 и соответствующая уравнениям (5.31) и (5.32). В этой схеме генератор тока  $y_{21} U_{m1}$  учитывает усиление, создаваемое транзистором, а генератор тока  $y_{12} U_{m2}$  — внутреннюю обратную связь в транзисторе. Иногда транзистор представляют в виде эквивалентной П-образной схемы с проводимостями (рис. 5.14), которые связаны с  $y$ -параметрами следующими соотношениями:

$$y_1 = y_{11} + y_{12}; \quad y_2 = y_{22} + y_{12};$$

$$y_0 = -y_{12}; \quad y = y_{21} - y_{12}. \quad (5.33)$$

Генератор тока  $y U_{m1}$  в данной схеме учитывает усиление тока.

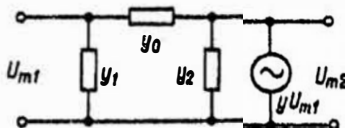


Рис. 5.14. Эквивалентная П-образная схема транзистора

Достоинство  $u$ -параметров — их сходство с параметрами электронных ламп. Недостаток заключается в том, что практически очень трудно, измеряя  $u_{12}$  и  $u_{22}$ , обеспечить режим короткого замыкания для переменного тока на

входе, так как входное сопротивление самого транзистора мало, а сопротивление прибора, включаемого для измерения входного тока (микроамперметра или миллиамперметра), не может создать короткое замыкание на входе.

## ГЛАВА ШЕСТАЯ

# РАБОЧИЙ РЕЖИМ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

### 6.1. РАСЧЕТ РАБОЧЕГО РЕЖИМА

Рабочий режим, т. е. режим усиления, транзисторов был уже частично рассмотрен в гл. 4. Это режим, когда транзистор работает с нагрузкой  $R_n$  в выходной цепи. Обычно сопротивление нагрузки во много раз меньше выходного сопротивления  $R_{вых}$  самого транзистора. В частности, это условие выполняется, если нагрузка шунтирована малым входным сопротивлением следующего каскада. В таких случаях для упрощения расчета можно приближенно считать, что транзистор работает в режиме без нагрузки.

В зависимости от того, в каком режиме работает источник колебаний во входной цепи, усиление будет происходить с большими или меньшими нелинейными искажениями. Рассмотрим два наиболее характерных случая. Пусть источник колебаний создает синусоидальную ЭДС  $e_{вх} = E_{mвх} \sin \omega t$  и имеет внутреннее сопротивление  $R_{и.к.}$ . Будем считать это сопротивление и сопротивление нагрузки  $R_n$  линейными. Входное сопротивление транзистора  $R_{вх}$ , как известно, нелинейно, поскольку нелинейна входная характеристика  $i_{вх} = f(u_{вх})$ , отражающая нелинейные свойства самого транзистора.

Так как сопротивление  $R_{вх}$  у транзисторов мало, наиболее часто бывает, что  $R_{вх} \ll R_{и.к.}$ , и тогда источник колебаний работает как генератор тока, т. е. в режиме, близком к короткому

замыканию. Входной переменный ток в этом случае  $i_{вх} \approx e_{вх}/R_{и.к.}$  и является синусоидальным, поскольку ЭДС  $e_{вх}$  синусоидальна, а сопротивление  $R_{и.к.}$  линейно. Переменный ток на выходе приблизительно пропорционален входному току и также синусоidalен. Очевидно, и выходное напряжение  $u_{вых} = i_{вых} R_n$  будет синусоидальным, т. е. усиление происходит с малыми нелинейными искажениями. При этом, хотя входное напряжение  $u_{вх} = i_{вх} R_{вх}$  оказывается искаженным (несинусоидальным), так как  $R_{вх}$  нелинейно, тем не менее на выходе получаются почти не искаженные усиленные колебания. Небольшие нелинейные искажения все же наблюдаются из-за того, что зависимость  $i_{вых}$  от  $i_{вх}$  не является строго линейной.

Значительно реже бывает, что  $R_{вх} \gg R_{и.к.}$ , так как источники колебаний с очень малым внутренним сопротивлением встречаются не так часто. В этом случае ток  $i_{вх} \approx e_{вх}/R_{вх}$  и является несинусоидальным, поскольку  $R_{вх}$  нелинейно. Но тогда и выходной ток, пропорциональный входному току, будет несинусоидальным, а следовательно, и выходное напряжение получится искаженным, несмотря на то что входное напряжение в данном режиме приблизительно равно ЭДС и имеет синусоидальную форму.

Простейший расчет рабочего режима является приближенным, что допустимо во многих случаях, так как параметры транзисторов имеют разброс.

Если  $R_{\Pi} \ll R_{\text{вых}}$ , то коэффициент усиления по току  $k_i$  приближенно равен  $h_{21}$ , т. е.  $k_i \approx \alpha$  для схемы ОБ и  $k_i \approx \beta$  для схемы ОЭ.

Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$k_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = I_{\text{вых}} R_{\Pi} / (I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}) = k_i R_{\Pi} / R_{\text{вх}}, \quad (6.1)$$

Входное сопротивление каскада можно приближенно считать равным параметру  $h_{11}$  транзистора:

$$R_{\text{вх}} \approx h_{11}, \quad (6.2)$$

тогда

$$k_u \approx R_{\Pi} h_{21} / h_{11}. \quad (6.3)$$

Но  $h_{21}/h_{11} = y_{21}$ , и, следовательно, можно написать

$$k_u \approx y_{21} R_{\Pi}. \quad (6.4)$$

Вывод формул для более точного расчета режима усиления основан на использовании уравнений

$$U_{m1} = h_{11} I_{m1} + h_{12} U_{m2}; \quad (6.5)$$

$$I_{m2} = h_{21} I_{m1} + h_{22} U_{m2}. \quad (6.6)$$

Выразим  $U_{m2}$  через  $I_{m2}$ . При этом учтем, что  $u_2 = E_2 - i_2 R_{\Pi}$ . Тогда  $\Delta u_2 = -\Delta i_2 R_{\Pi}$ , так как приращение постоянной величины  $E_2$  равно нулю. Приращения можно рассматривать как амплитуды; получим  $U_{m2} = -I_{m2} R_{\Pi}$ . Знак «минус» показывает, что между изменениями  $u_2$  и  $i_2$  имеется фазовый сдвиг на  $180^\circ$ . Перепишем уравнения (6.5) и (6.6), заменив  $U_{m2}$  на  $-I_{m2} R_{\Pi}$ :

$$U_{m1} = h_{11} I_{m1} - h_{12} I_{m2} R_{\Pi}; \quad (6.7)$$

$$I_{m2} = h_{21} I_{m1} - h_{22} I_{m2} R_{\Pi}. \quad (6.8)$$

Решим второе уравнение относительно  $I_{m2}$ :

$$I_{m2} + h_{22} I_{m2} R_{\Pi} = h_{21} I_{m1};$$

$$I_{m2} (1 + h_{22} R_{\Pi}) = h_{21} I_{m1}.$$

Разделив обе части последнего равенства на  $1 + h_{22} R_{\Pi}$  и на  $I_{m1}$ , получим

$$\frac{I_{m2}}{I_{m1}} = k_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_{\Pi}} = \frac{h_{21} R_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}} + R_{\Pi}}; \quad (6.9)$$

при  $R_{\Pi} \ll R_{\text{вых}}$  получаем  $k_i \approx h_{21}$ .

Поделив на  $I_{m1}$  обе части уравнения (6.7), получим формулу для  $R_{\text{вх}}$ :

$$\frac{U_{m1}}{I_{m1}} = R_{\text{вх}} = h_{11} - h_{12} k_i R_{\Pi}. \quad (6.10)$$

При малом  $R_{\Pi}$  и с учетом того, что значение  $h_{12}$  мало (значительно меньше единицы), получаем  $R_{\text{вх}} \approx h_{11}$ .

Зная коэффициенты усиления  $k_i$  и  $k_u$ , при заданном входном токе или входном напряжении можно рассчитать ток и напряжение на выходе, а также входную и выходную мощность и коэффициент усиления по мощности. Например, если задан входной ток  $I_{\text{вх}}$ , то

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} R_{\text{вх}} \approx I_{\text{вх}} h_{11}; \quad (6.11)$$

$$P_{\text{вх}} = 0,5 I_{\text{вх}} U_{\text{вх}}; \quad (6.12)$$

$$I_{\text{вых}} = k_i I_{\text{вх}} \approx h_{21} I_{\text{вх}}; \quad (6.13)$$

$$U_{\text{вых}} = k_u U_{\text{вх}} \text{ или } U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_{\Pi}; \quad (6.14)$$

$$P_{\text{вых}} = 0,5 I_{\text{вых}} U_{\text{вых}}; \quad (6.15)$$

$$k_p = k_i k_u \text{ или } k_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}. \quad (6.16)$$

Рассмотренный простейший расчет режима усиления с помощью параметров транзистора делают при малых амплитудах колебаний, так как их нельзя показать на характеристиках и графоаналитический расчет невозможен.

Следует отметить, что иногда коэффициентом усиления транзисторного каскада по напряжению считают отношение выходного напряжения к ЭДС источника усиливаемых колебаний ( $E_{\text{вх}}$ ). Это имеет определенный смысл, так как из-за малого входного сопротивления транзистора  $U_{\text{вх}}$  обычно значительно меньше  $E_{\text{вх}}$ . Соответственно этому изменяется и расчет коэффициента усиления каскада по напряжению и мощности. Значения  $k_u$  и  $k_p$ , рассчитанные таким образом, будут зависеть от соотношения между входным сопротивлением транзистора и сопротивлением источника колебаний  $R_{\text{н.к.}}$ .

Перейдем теперь к графоаналитическому расчету рабочего режима транзистора. Этот метод расчета более точен, так как учитывает нелинейные свойства транзистора. Кроме того, графоаналитический метод позволяет сделать более

полный расчет: определяются величины, связанные не только с переменными, но и с постоянными составляющими токов и напряжений.

Для графоаналитического расчета используются так называемые *рабочие характеристики*. Поскольку транзистор всегда работает с входным током, необходимо пользоваться входными и выходными характеристиками. Рассмотрим в качестве примера эти характеристики для каскада с общим эмиттером, имеющего сопротивление нагрузки  $R_{нн}$ , одинаковое для постоянного и переменного тока.

В семействе выходных характеристик (рис. 6.1, а) построение рабочей характеристики, иначе называемой *линией нагрузки*, производится по заданным или выбранным значениям напряжения источника питания  $E_2$  и сопротивления нагрузки  $R_{нн}$ .

Поскольку для выходной цепи транзистора справедливо уравнение

$$E_2 = u_{к-э} + i_k R_{нн} \quad (6.17)$$

то построение линии нагрузки производится по точкам ее пересечения с осями координат — так же, как это делалось для диода (см. § 3.4). При  $i_k = 0$

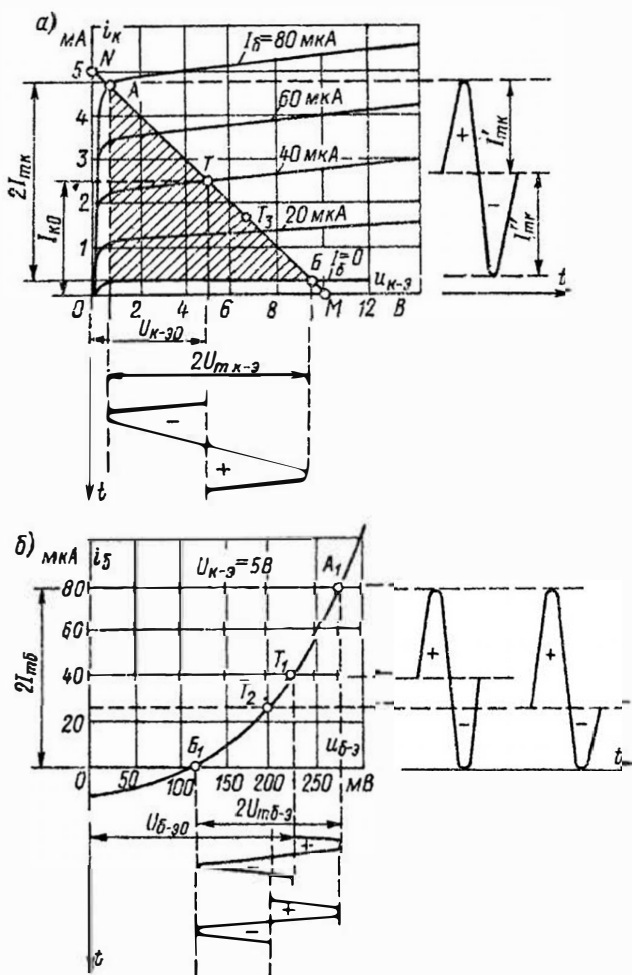


Рис. 6.1. Графоаналитический расчет режима усиления транзистора при помощи выходных и входной характеристик

получаем  $E_2 = u_{k-3}$ , т. е. откладываем  $E_2$  по оси напряжения (точка  $M$ ). А при  $u_{k-3} = 0$  получаем  $i_k = E_2/R_n$  и откладываем это значение по оси тока (точка  $N$ ). Соединяя эти точки прямой, получаем линию нагрузки (рабочую характеристику). Затем на ней выбираем рабочий участок. Например, для получения большой выходной мощности следует взять рабочий участок  $AB$ . По проекциям рабочего участка на оси координат определяем двойные амплитуды первых гармоник переменных составляющих выходного тока и выходного напряжения  $2I_{mk}$  и  $2U_{mk-3}$ . После этого можно найти выходную мощность

$$P_{\text{вых}} = 0,5 I_{mk} U_{mk-3}. \quad (6.18)$$

На рис. 6.1, а заштрихован так называемый *треугольник полезной мощности*. Его гипотенузой является рабочий участок  $AB$ , а катетами — соответственно двойные амплитуды тока  $2I_{mk}$  и напряжения  $2U_{mk-3}$ . Нетрудно вычислить, что площадь треугольника соответствует учетверенной полезной мощности  $2I_{mk} U_{mk-3}$ .

Пусть сопротивление источника колебаний  $R_{ик}$  во много раз больше входного сопротивления  $R_{вх}$  транзистора. Тогда нелинейность сопротивления  $R_{вх}$  практически можно не учитывать, так как свойства входной цепи определяются сопротивлением  $R_{ик}$ . Если последнее линейно, то при синусоидальной ЭДС источника колебаний ток  $i_{вх}$  также будет синусоидальным. В этом случае рабочая точка  $T$  соответствует току  $I_{60}$ , являющемуся средним по отношению к токам базы в точках  $A$  и  $B$ . Рабочая точка  $T$  определяет амплитуду первой гармоники входного тока  $I_{m6}$  (как половину разности токов базы, соответствующих точкам  $A$  и  $B$ ), а также ток  $I_{к0}$  и напряжение  $U_{к-30}$  в режиме покоя. По этим значениям можно найти мощность  $P_{к0}$ , выделяющуюся в транзисторе в режиме покоя, которая не должна превышать предельной мощности  $P_{к\text{max}}$ , являющейся одним из параметров транзистора:

$$P_{к0} = I_{к0} U_{к-30} \leq P_{к\text{max}}. \quad (6.19)$$

Если имеется семейство входных характеристик транзистора, то можно построить входную рабочую характеристику путем перенесения по точкам в это семейство выходной рабочей характеристики. Однако в справочниках обычно не приводится семейство входных характеристик, а даются лишь характеристики для  $u_{k-3} = 0$  и для некоторого  $u_{k-3} > 0$  или даже только одна последняя кривая. Поскольку входные характеристики для различных  $u_{k-3}$ , превышающих 1 В, располагаются очень близко друг к другу, то и рабочая характеристика мало отличается от них. Поэтому расчет входных токов и напряжений можно приближенно делать по входной характеристике при  $u_{k-3} > 0$ , взятой из справочника. На эту кривую переносятся точки  $A$ ,  $T$  и  $B$  выходной рабочей характеристики, и получаются точки  $A_1$ ,  $T_1$  и  $B_1$  (рис. 6.1, б). Проекция рабочего участка  $A_1B_1$  на ось напряжения выражает двойную амплитуду входного напряжения  $2U_{m6-3}$ . Зная  $I_{m6}$  и  $U_{m6-3}$ , можно рассчитать входное сопротивление  $R_{вх}$  и входную мощность каскада  $P_{вх}$  по формулам

$$R_{вх} = U_{m6-3}/I_{m6}; \quad (6.20)$$

$$P_{вх} = 0,5 U_{m6-3} I_{m6}. \quad (6.21)$$

Рабочая точка  $T_1$  определяет также постоянное напряжение базы  $U_{6-30}$ . Зная  $U_{6-30}$  и считая приближенно, что постоянная составляющая тока базы в режиме усиления равна  $I_{60}$ , нетрудно рассчитать сопротивление гасящего резистора  $R_6$ , через который от источника  $E_2$  будет подаваться постоянное напряжение на базу:

$$R_6 = (E_2 - U_{6-30})/I_{60}. \quad (6.22)$$

Коэффициенты усиления каскада по току, напряжению и мощности определяются по обычным формулам:

$$k_i = I_{mk}/I_{m6}; \quad k_u = U_{mk-3}/U_{m6-3}; \quad k_p = k_i k_u. \quad (6.23)$$

Приближенно можно считать, что постоянная составляющая тока коллектора в режиме усиления равна току

покою  $I_{k0}$ . Тогда мощность  $P_0$ , затрачиваемая источником питания  $E_2$ , определится по формуле<sup>1</sup>

$$P_0 = E_2 I_{k0}, \quad (6.24)$$

а КПД каскада (точнее, КПД выходной цепи)

$$\eta = P_{\text{вых}}/P_0. \quad (6.25)$$

При рабочей точке  $T_1$  входной ток мало искажен: обе его полуволны имеют почти одинаковые амплитуды. А входное напряжение при этом сильно искажено. У него положительная полуволна по амплитуде значительно меньше, чем отрицательная. Тем не менее выходной ток и выходное напряжение получаются мало искаженными. Такой результат, как уже было показано ранее, характерен для режима, в котором источник колебаний работает как генератор тока (при  $R_{и.к} \gg R_{вх}$ ) и задает на вход транзистора синусоидальный ток. Если же источник колебаний работает как генератор напряжения (при  $R_{и.к} \ll R_{вх}$ ) и задает на вход синусоидальное напряжение, то рабочая точка переходит в положение  $T_2$  и входной ток оказывается сильно искаженным. Соответственно будут сильно искажены выходной ток и выходное напряжение, так как на выходных характеристиках рабочая точка будет находиться в положении  $T_3$  и она разделит рабочий участок  $AB$  на две неравные части.

Когда амплитуды положительной и отрицательной полуволны тока коллектора неодинаковы (обозначим их соответственно  $I'_{mk}$  и  $I''_{mk}$ ), то можно найти амплитуду второй гармоники этого тока  $I_{mk2}$  и равное ей приращение постоянной составляющей  $\Delta I_{k0}$  по формуле

$$I_{mk2} = \Delta I_{k0} = 0,25(I'_{mk} - I''_{mk}). \quad (6.26)$$

Тогда постоянная составляющая (среднее значение) тока коллектора в режиме усиления

$$I_{k.c.p.} = I_{k0} + \Delta I_{k0}. \quad (6.27)$$

Для схемы ОЭ обычно  $I'_{mk} < I''_{mk}$ . Следовательно,  $\Delta I_{k0} < 0$  и  $I_{k.c.p.} < I_{k0}$ .

Изменение постоянной составляющей тока коллектора при переходе от режима покоя к режиму усиления является признаком нелинейных искажений. Когда миллиамперметр, измеряющий этот ток, показывает одно и то же значение при отсутствии и при наличии колебаний на входе, то, следовательно, искажений нет.

Принципы графических построений для усиления с небольшими искажениями остаются в силе и для многих других режимов, с иным положением рабочей точки. Некоторые изменения в построениях будут для трансформаторного включения нагрузки и каскадов с нагрузкой в виде резонансного колебательного контура (см. рис. 4.16, 4.17). Для подобных схем иначе строится линия нагрузки. Это объясняется тем, что резонансный контур или нагруженный трансформатор имеет разное сопротивление постоянной и переменной составляющей коллекторного тока. Катушка контура или первичная обмотка трансформатора для постоянного тока представляет сравнительно малое сопротивление. Можно пренебречь потерей части постоянного питающего напряжения на этом сопротивлении и считать приближенно, что постоянное коллекторное напряжение  $U_{k.0}$  равно напряжению источника:

$$U_{k.0} \approx E_2. \quad (6.28)$$

Для переменной составляющей коллекторного тока сопротивление резонансного контура велико — тысячи и десятки тысяч ом. Таким же может быть сопротивление переменному току со стороны первичной обмотки нагруженного трансформатора. Следовательно, по постоянному току транзистор работает в режиме без нагрузки, а по переменному току — в режиме нагрузки. Основное уравнение рабочего режима (6.17) теперь надо писать иначе:

$$u_{к.к.} = E_2 - \Delta i_k R_{и.к}. \quad (6.29)$$

Вместо тока  $i_k$  следует учитывать его приращение  $\Delta i_k$ , т. е. переменную составляющую тока, поскольку только

<sup>1</sup> Мощностью на питание цепи базы пренебрегаем, так как она очень мала.

для нее существует нагрузочное сопротивление  $R_n$ . Под  $\Delta i_k$  здесь следует понимать изменение тока с достаточно большой частотой, например с резонансной частотой контура, так как только на этой частоте контур обладает большим и чисто активным сопротивлением.

Для построения линии нагрузки в уравнении (6.29) положим  $\Delta i_k = 0$ , и тогда  $u_{k-2} = E_2$ . Этому случаю соответствует рабочая точка  $T$  (рис. 6.2), определяющая режим покоя. Чтобы нанести ее

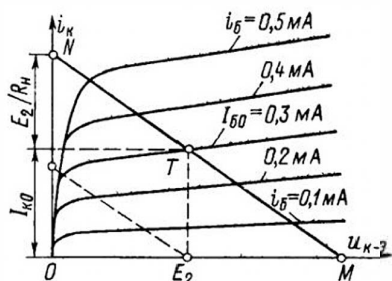


Рис. 6.2. Построение рабочей характеристики (линии нагрузки) для трансформаторного или резонансного усилительного каскада

на график, надо знать еще постоянный ток базы  $I_{б0}$ . Точка  $T$  определяет ток покоя  $I_{k0}$ . Вторую точку линии нагрузки найдем, положив  $u_{k-2} = 0$ . Тогда  $\Delta i_k = E_2/R_n$ , и на оси ординат получается точка  $N$ , которая нужна лишь для построения. Она (и ряд точек около нее) не соответствует реальному режиму, так как при  $u_{k-2} = 0$  в транзисторе не может быть наибольшего коллекторного тока. Через точки  $T$  и  $N$  проводим прямую, которая является линией нагрузки.

С целью сравнения показана штрихами линия нагрузки для резисторного каскада с таким же сопротивлением  $R_n$ , т. е. когда  $R_n$  одинаково для постоянного и переменного тока. Эта характеристика сдвинута вниз на значение, равное току покоя  $I_{k0}$ .

Особенности линии нагрузки трансформаторного или резонансного каскада сводятся к следующему. Рабочей точке соответствует напряжение  $E_2$ , а не  $U_{k-20} = E_2 - I_{k0}R_n$ . При построении линии

нагрузки резисторного каскада на оси тока от начала координат откладывался отрезок  $E_2/R_n$ , а в данном случае такой отрезок откладывается от уровня тока  $I_{k0}$ , т. е. характеристика проходит выше. Интересно, что при отрицательной полуволне тока, когда коллекторный ток уменьшается ( $\Delta i_k < 0$  и  $i_k < I_{k0}$ ), напряжение коллектора становится больше  $E_2$ . Весь участок  $TM$  рабочей характеристики соответствует коллекторным напряжениям, превышающим напряжение источника.

Это странное, на первый взгляд, явление объясняется наличием в коллекторной цепи накопителей энергии — индуктивности первичной обмотки трансформатора или индуктивности и емкости колебательного контура. Действительно, если  $\Delta i_k > 0$ , ток возрастает и происходит накопление энергии в магнитном поле катушки. Приращение тока имеет такой же знак, как и сам ток, падение напряжения на  $R_n$  вычитается из  $E_2$  и напряжение коллектора понижается. В данном случае возникающая в катушке контура или обмотке трансформатора ЭДС самоиндукции направлена навстречу току и противодействует его нарастанию. Она направлена также навстречу ЭДС источника  $E_2$ , и напряжение коллектора становится меньше  $E_2$ .

При уменьшении тока происходит обратное явление. Электродвижущая сила самоиндукции меняет знак и поддерживает ток. Она складывается с ЭДС источника  $E_2$ , и напряжение коллектора возрастает. Иначе говоря, падение напряжения на  $R_n$  меняет знак и не вычитается из  $E_2$ , а складывается с ним. Это же следует из уравнения (6.29). Когда  $\Delta i_k < 0$ , значение  $\Delta i_k R_n$  прибавляется к  $E_2$ . При  $\Delta i_k = -I_{k0}$  получается максимальное напряжение  $u_{k-2\max} = E_2 + I_{k0}R_n$ , соответствующее точке  $M$ .

Таким образом, в трансформаторном или резонансном усилительном каскаде мгновенное напряжение коллектора может быть значительно выше  $E_2$ . В остальном графические построения и вычисления для режима усиления делаются прежним порядком — по рис. 6.1 и приведенным выше формулам.

**Пример.** Найдем значения основных величин, характеризующие работу каскада с транзистором, по числовым значениям, приведенным на рис. 6.1. Будем рассматривать случай, когда источник усиливаемых колебаний работает как генератор тока. Линия нагрузки построена по значениям  $E_2 = 10$  В и  $R_{\Pi} = 2$  кОм. При этих данных получается  $E_2/R_{\Pi} = 10:2 = 5$  мА. Рабочий участок АБ соответствует значениям  $2I_{\text{тб}} = 80$  мкА,  $2I_{\text{тк}} = 4,5$  мА и  $2U_{\text{тк-з}} = 9$  В. Отсюда находим  $I_{\text{тб}} = 40$  мкА,  $I_{\text{тк}} = 2,25$  мА,  $U_{\text{тк-з}} = 4,5$  В и  $P_{\text{вых}} = 0,5I_{\text{тк}}U_{\text{тк-з}} = 0,5 \cdot 2,25 \cdot 4,5 \approx 5$  мВт. Рабочая точка Т определяет значения  $I_{\text{б0}} = 40$  мкА,  $I_{\text{к0}} = 2,5$  мА и  $U_{\text{к-з0}} = 5$  В. Мощность, выделяющаяся в транзисторе,  $P_{\text{к0}} = I_{\text{к0}}U_{\text{к-з0}} = 2,5 \cdot 5 = 12,5$  мВт. По точкам А<sub>1</sub>, Б<sub>1</sub> и Т<sub>1</sub> входной характеристики находим  $2U_{\text{тб-з}} \approx 150$  мВ, т. е.  $U_{\text{тб-з}} = 75$  мВ и  $U_{\text{б-з0}} = 225$  мВ. Теперь можно рассчитать входную мощность и входное сопротивление:

$$P_{\text{вх}} = 0,5I_{\text{тб}}U_{\text{тб-з}} = 0,5 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 75 = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ мВт};$$

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{тб-з}}/I_{\text{тб}} = 75 \cdot 10^3/40 = 1875 \text{ Ом}.$$

Коэффициенты усиления

$$k_i = I_{\text{тк}}/I_{\text{тб}} = 2,25 \cdot 10^3/40 = 56;$$

$$k_u = U_{\text{тк-з}}/U_{\text{тб-з}} = 4,5 \cdot 10^3/75 = 60;$$

$$k_p = k_i k_u = 56 \cdot 60 = 3360 \text{ или}$$

$$k_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}} = 5 \cdot 10^3/1,5 \approx 3330.$$

Небольшое расхождение есть результат неточности графических расчетов.

Мощность, расходуемая источником  $E_2$ ,  $P_0 = E_2 I_{\text{к0}} = 10 \cdot 2,5 = 25$  мВт, а КПД  $\eta = P_{\text{вых}}/P_0 = 5/25 = 0,2 = 20\%$ . Конечно, в таком маломощном каскаде КПД не играет роли, но его вычисление приведено в качестве примера.

Если постоянное напряжение на базу подается от источника  $E_2$  через понижающий (гасящий) резистор  $R_6$ , то его сопротивление определится по закону Ома:

$$R_6 = (E_2 - U_{\text{б-з0}})/I_{\text{б0}} = (10 - 0,225)/(40 \times 10^{-6}) \approx 0,25 \cdot 10^6 \text{ Ом} = 250 \text{ кОм}.$$

Рассмотренное построение рабочих характеристик и расчеты с их помощью

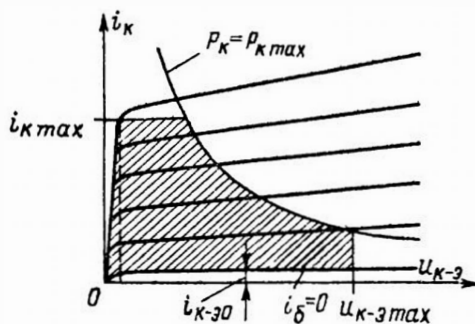


Рис. 6.3. Области допустимых режимов работы транзистора

могут быть сделаны аналогично и для схем ОБ.

При всех расчетах рабочего режима транзисторов следует помнить, что выходная мощность ограничивается рядом факторов. Нельзя превышать предельные значения тока коллектора, напряжения  $U_{\text{к-з}}$  или  $U_{\text{к-б}}$  и мощности, выделяющейся в транзисторе. На рис. 6.3 заштрихована рабочая область семейства выходных характеристик транзистора для схемы ОЭ. Снизу эта область ограничена током  $i_{\text{б-з0}}$  (при  $i_{\text{б}} = 0$ ). Если требуется усиление с малыми нелинейными искажениями, то рабочую область следует ограничить также слева (см. штриховую линию), т. е. исключить нелинейные участки характеристик. Надо помнить, что при повышении температуры окружающей среды и соответственно корпуса транзистора мощность  $P_{\text{к max}}$  должна быть снижена.

## 6.2. ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ

Транзисторы, работающие в аппаратуре, нагреваются от окружающей среды, от внешних источников теплоты, например от расположенных рядом нагретых деталей, и от токов, протекающих через сам транзистор. Изменение температуры оказывает значительное влияние на работу полупроводниковых приборов. При повышении температуры увеличивается проводимость полупроводников и токи в них возрастают.



В § 3.3 было показано, что особенно сильно растет с повышением температуры обратный ток  $n-p$ -перехода. У транзисторов таким током является начальный ток коллектора. Возрастание этого тока приводит к изменению характеристик транзистора. Это удобно проследить на выходных характеристиках, изображенных для схем ОБ и ОЭ на рис. 6.4.

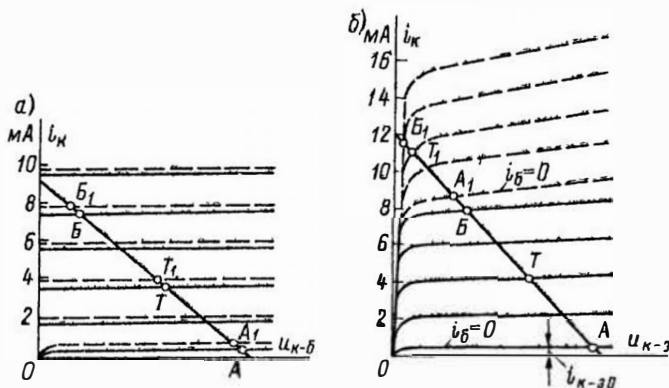


Рис. 6.4. Влияние температуры на выходные характеристики транзистора при включении его по схеме ОБ (а) и ОЭ (б)

Для наглядности рассмотрим числовой пример, относящийся к германиевому транзистору, у которого  $\beta = 100$  и  $i_{k0} = 2$  мкА при  $20^\circ\text{C}$ . Пусть транзистор включен по схеме ОБ и нагрелся до  $70^\circ\text{C}$ , т. е. на  $50^\circ\text{C}$ . Так как для германия обратный ток  $n-p$ -перехода возрастает примерно в 2 раза при нагреве на каждые  $10^\circ\text{C}$ , то в данном случае ток  $i_{k0}$  должен увеличиться в  $2^5$  раз, т. е. в 32 раза. При  $t = 70^\circ\text{C}$  он будет составлять 64 мкА, т. е. возрастет на 62 мкА. Если считать приближенно, что коэффициент  $\alpha$  не зависит от температуры, то из равенства  $i_k = \alpha i_s + i_{k0}$  следует, что при  $i_s = \text{const}$  ток коллектора возрастет также на 62 мкА. Поскольку  $i_k$  составляет единицы миллиампер, то такое увеличение незначительно изменит режим работы транзистора.

На рис. 6.4 показаны сплошными линиями характеристики при  $t = 20^\circ\text{C}$  и штриховыми — при  $t = 70^\circ\text{C}$ . Как видно,

при включении по схеме ОБ характеристики незначительно поднялись. Показанная на том же рисунке рабочая точка  $T$  немного переместилась и заняла положение  $T_1$ , а новый рабочий участок  $A_1B_1$  мало отличается от участка  $AB$ . Следовательно, усиление почти не изменится. Таким образом, схема ОБ является температуростабильной. Даже при нагреве на десятки градусов

режим работы транзистора в данной схеме изменяется мало, и в этом заключается ее важное достоинство.

Совсем иное получается при работе транзистора в схеме ОЭ. Начальным током для этой схемы является сквозной ток  $i_{k-э0}$ , который приблизительно в  $\beta$  раз больше тока  $i_{k0}$ . В нашем примере  $i_{k-э0} \approx \beta i_{k0} = 100 \cdot 2 = 200$  мкА при  $20^\circ\text{C}$ . При нагреве до  $70^\circ\text{C}$  этот ток возрастает в 32 раза и будет составлять 6400 мкА, или 6,4 мА, т. е. увеличится на 6,2 мА. Из равенства  $i_k = \beta i_b + i_{k-э0}$  видно, что при  $i_b = \text{const}$  и  $\beta = \text{const}$  ток коллектора также возрастет — настолько, насколько увеличится ток  $i_{k-э0}$  (в нашем примере на 6,2 мА). Ясно, что при таком сильном изменении тока выходные характеристики резко изменяют свое положение (рис. 6.4, б). Рабочая точка и рабочий участок  $AB$  при таком нагреве перемещаются в положение  $T_1$  и  $A_1B_1$  и режим

усиления совершенно нарушается. В данном случае, который, конечно, является лишь примером, часть рабочего участка  $A_1T_1$  резко уменьшилась, а часть  $B_1T_1$  стала ничтожно малой. Усиление резко уменьшится, и работа усилительного каскада будет происходить с большими нелинейными искажениями, так как положительная полуволна входного тока почти не усиливается. Если не осуществить температурной стабилизации, о которой было рассказано в § 4.5, то усиление в схеме ОЭ при нагреве может стать совершенно неудовлетворительным.

Как видно, схема ОЭ обладает низкой температурной стабильностью и весьма сильно изменяет свои свойства при повышении температуры, что является ее существенным недостатком по сравнению со схемой ОБ.

Следует подчеркнуть, что при изменении температуры изменяются не только характеристики, но и все параметры транзистора. Так, например, при постоянстве токов  $h$ -параметры для схемы ОЭ с увеличением температуры несколько возрастают. Изменение параметров в большей степени происходит в схеме ОЭ, а в схеме ОБ параметры более стабильны. Для обеспечения постоянства режима служит температурная стабилизация, но она не может полностью устранить изменение параметров транзистора.

### 6.3. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА

С повышением частоты усиление, даваемое транзисторами, снижается. У этого явления две главные причины. Во-первых, на более высоких частотах сказывается вредное влияние емкости коллекторного перехода  $C_k$ . Проще всего рассмотреть это влияние на эквивалентной схеме с генератором тока, показанной для схемы ОБ на рис. 6.5. На низких частотах сопротивление емкости  $C_k$  очень большое,  $r_k$  также очень велико (обычно  $r_k \gg R_n$ ) и можно считать, что весь ток  $\alpha I_{m2}$  идет в нагрузочный резистор, т. е.  $k_t \approx \alpha$ . Но на некоторой высокой частоте сопротивление емкости становится сравнительно малым

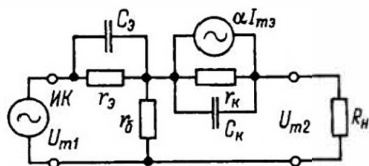


Рис. 6.5. Эквивалентная схема транзистора с учетом емкостей переходов

и в нее отвечает заметная часть тока, создаваемого генератором, а ток через  $R_n$  соответственно уменьшается. Следовательно, уменьшаются  $k_i$ ,  $k_u$ ,  $k_p$ , выходное напряжение и выходная мощность.

Если представить себе, что частота стремится к бесконечности, то сопротивление емкости  $1/(\omega C_k)$  стремится к нулю, т. е.  $C_k$  создает короткое замыкание для генератора и весь его ток  $\alpha I_{m2}$  пойдет через  $C_k$ , а в нагрузку тока вообще не будет. К подобному же результату можно прийти, если рассмотреть эквивалентную схему с генератором ЭДС.

Сопротивление емкости эмиттерного перехода  $C_э$  также уменьшается с повышением частоты, но эта емкость всегда шунтирована малым сопротивлением эмиттерного перехода  $r_э$ , и поэтому ее вредное влияние может проявляться только на очень высоких частотах, при которых значение  $1/(\omega C_э)$  получается одного порядка с  $r_э$ .

Сущность влияния емкости  $C_э$  состоит в том, что чем выше частота, тем меньше сопротивление этой емкости, тем сильнее она шунтирует сопротивление  $r_э$ . Следовательно, уменьшается переменное напряжение на эмиттерном переходе, а ведь именно оно управляет током коллектора. Соответственно уменьшается усиление. Если частота стремится к бесконечности, то сопротивление  $1/(\omega C_э)$  стремится к нулю и напряжение на эмиттерном переходе также снизится до нуля. Практически на менее высоких частотах емкость  $C_k$ , которая шунтирована очень большим сопротивлением коллекторного перехода  $r_k$ , уже настолько сильно влияет, что работа транзистора на более высоких частотах, при которых могла бы

влиять емкость  $C_3$ , становится нецелесообразной. Поэтому влияние емкости  $C_3$  в большинстве случаев можно не рассматривать.

Итак, вследствие влияния емкости  $C_k$  на высоких частотах уменьшаются коэффициенты усиления  $\alpha$  и  $\beta$ .

Вторая причина снижения усиления на более высоких частотах — отставание по фазе переменного тока коллектора от переменного тока эмиттера. Оно вызвано инерционностью процесса перемещения носителей через базу от эмиттерного перехода к коллекторному, а также инерционностью процессов накопления и рассасывания заряда в базе. Носители, например электроны в транзисторе типа  $n-p-n$ , совершают в базе диффузионное движение, и поэтому скорость их не очень велика. Время пробега носителей через базу  $\tau_{пр}$  в обычных транзисторах  $10^{-7}$  с, т. е. 0,1 мкс и менее. Конечно, это время очень небольшое, но на частотах в единицы, десятки мегагерц и выше оно соизмеримо с периодом колебаний и вызывает заметный фазовый сдвиг между токами коллектора и эмиттера. За счет сдвига на высоких частотах возрастает переменный ток базы, а от этого снижается коэффициент усиления по току  $\beta$ .

Удобнее всего проследить это явление с помощью векторных диаграмм, изображенных на рис. 6.6. Первая из них соответствует низкой частоте, например 1 кГц, на которой все токи практически совпадают по фазе, так как  $\tau_{пр}$  составляет ничтожную долю периода колебаний. На низких частотах  $\beta$  имеет наибольшее значение  $\beta_0$ . При более

высокой частоте, например 1 МГц, запаздывание тока  $I_k$  на время  $\tau_{пр}$  относительно тока  $I_3$  вызывает заметный фазовый сдвиг  $\varphi$  между этими токами. Теперь ток базы  $I_6$  равен не алгебраической, а геометрической разности токов  $I_3$  и  $I_k$ , и вследствие этого он значительно увеличился. Поэтому, даже если ток  $I_k$  еще не уменьшился за счет влияния емкости  $C_k$ , то коэффициент  $\beta$  все же станет заметно меньше  $\beta_0$ . На еще более высокой частоте, например 10 МГц, фазовый сдвиг возрастет, ток  $I_6$  еще больше увеличится, а коэффициент  $\beta$  уменьшится.

Таким образом, при повышении частоты коэффициент  $\beta$  уменьшается значительно сильнее, нежели  $\alpha$ . Коэффициент  $\alpha$  снижается от влияния емкости  $C_k$ , а на значение  $\beta$  влияет еще и фазовый сдвиг между  $I_k$  и  $I_3$  за счет времени пробега носителей через базу. Отсюда ясно, что схема ОЭ по сравнению со схемой ОБ обладает значительно худшими частотными свойствами.

Принято считать предельным допустимым уменьшение значений  $\alpha$  и  $\beta$  на 30% по сравнению с их значениями  $\alpha_0$  и  $\beta_0$  на низких частотах. Те частоты, на которых происходит такое снижение усиления, т. е. на которых  $\alpha = 0,7\alpha_0$  и  $\beta = 0,7\beta_0$ , называют *границными* или *предельными частотами усиления* для схем ОБ и ОЭ. Эти частоты обозначают соответственно  $f_\alpha$  и  $f_\beta$ . Поскольку  $\beta$  уменьшается гораздо сильнее, нежели  $\alpha$ , то  $f_\beta$  значительно ниже  $f_\alpha$ . Можно считать, что

$$f_\beta \approx f_\alpha / \beta. \quad (6.30)$$

На рис. 6.7 изображен примерный график, показывающий для некоторого транзистора уменьшение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  с повышением частоты, отложенной в логарифмическом масштабе. Для удобства по вертикальной оси отложены не  $\alpha$  и  $\beta$ , а относительные величины  $\alpha/\alpha_0$  и  $\beta/\beta_0$ .

Помимо предельных частот усиления  $f_\alpha$  и  $f_\beta$  транзистор характеризуется еще *максимальной частотой генерации*  $f_{max}$ , при которой коэффициент усиления по мощности  $k_p$  снижается до 1. Очевидно, что при  $f < f_{max}$ , когда  $k_p > 1$ , возможно

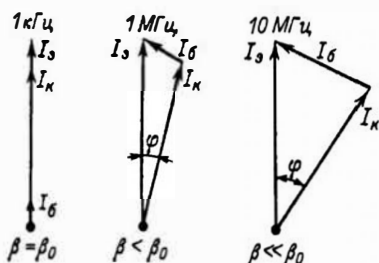


Рис. 6.6. Векторные диаграммы для токов транзистора при различных частотах

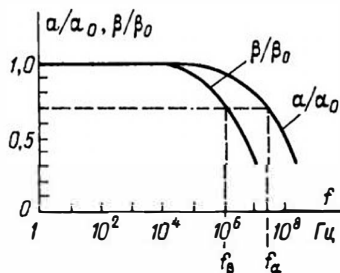


Рис. 6.7. Уменьшение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  при повышении частоты

применение данного транзистора в генераторе с самовозбуждением. Но если  $k_p < 1$ , то генерации колебаний уже не будет.

Иногда в расчетных формулах встречается также *граничная частота усиления тока*  $f_{гр}$ , которая соответствует  $k_i = 1$ , т. е. при этой частоте транзистор в схеме ОЭ перестает усиливать ток.

Следует отметить, что на высоких частотах изменяются не только значения  $\alpha$  и  $\beta$ . Вследствие влияния емкостей переходов и времени пробега носителей через базу, а также процессов накопления и рассасывания заряда в базе на высоких частотах изменяются собственные параметры транзистора и они уже не будут чисто активными сопротивлениями. Изменяются также и все другие параметры.

Улучшение частотных свойств транзисторов, т. е. повышение их предельных частот усиления  $f_\alpha$  и  $f_\beta$ , достигается уменьшением емкости коллекторного перехода  $C_k$  и времени пробега носителей через базу  $\tau_{пр}$ . К сожалению, снижение емкости путем уменьшения площади коллекторного перехода приводит к уменьшению предельного тока, т. е. к снижению предельной мощности.

Некоторое снижение емкости  $C_k$  достигается уменьшением концентрации примеси в коллекторе. Тогда коллекторный переход становится толще, что равноценно увеличению расстояния между обкладками конденсатора. Емкость уменьшается, а, кроме того, при большей толщине перехода увеличивается напряжение пробоя и это дает возможность

повысить мощность. Но зато возрастает сопротивление области коллектора и в ней потери мощности будут больше, что особенно нежелательно для мощных транзисторов. Для уменьшения  $\tau_{пр}$  стараются сделать базу очень тонкой и увеличить скорость носителей в ней. Но при более тонкой базе приходится снижать напряжение  $U_{к-б}$ , чтобы при увеличении толщины коллекторного перехода не произошел «прокол базы». Электроны при диффузии обладают большей подвижностью, нежели дырки. Поэтому транзисторы типа  $n-p-n$  при прочих равных условиях являются более высокочастотными, нежели транзисторы типа  $p-n-p$ . Более высокие предельные частоты могут быть получены при использовании полупроводников, у которых подвижность носителей выше. Увеличение скорости пробега носителей через базу достигается также и в тех транзисторах, у которых в базе создано электрическое поле, ускоряющее движение носителей. Более подробно об особенностях устройства и работы высокочастотных транзисторов рассказано в § 6.7.

## 6.4. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ

Транзисторы широко применяются в различных импульсных устройствах. Работа транзисторов в импульсном режиме, иначе называемом *ключевым* или *режимом переключения*, имеет ряд особенностей.

Рассмотрим импульсный режим транзистора с помощью его выходных характеристик для схемы ОЭ. Пусть в цепь коллектора включен резистор нагрузки  $R_n$ . Соответственно этому на рис. 6.8 построена линия нагрузки. До поступления на вход транзистора импульса входного тока или входного напряжения транзистор находится в запертом состоянии (в режиме отсечки), что соответствует точке  $T_1$ . В цепи коллектора проходит малый ток (в данном случае сквозной ток  $i_{к-30}$ ), и, следовательно, эту цепь приближенно можно считать разомкнутой. Напряжение источника  $E_2$  почти полностью приложено к транзистору.

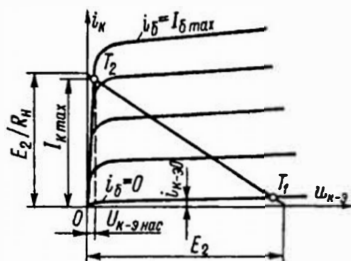


Рис. 6.8. Определение параметров импульсного режима транзисторов с помощью выходных характеристик

Если на вход подан импульс тока  $I_{б\max}$ , то транзистор переходит в режим насыщения и работает в точке  $T_2$ . Получается импульс тока коллектора  $I_{к\max}$ , очень близкий по значению к  $E_2/R_n$ . Его иногда называют *током насыщения*. В этом режиме транзистор выполняет роль замкнутого ключа и почти все напряжение источника  $E_2$  падает на  $R_n$ , а на транзисторе имеется лишь очень небольшое остаточное напряжение (десятье доли вольта), называемое *напряжением насыщения*  $U_{к-энас}$ .

Хотя напряжение  $U_{к-э}$  в точке  $T_2$  не изменило знак, но на самом коллекторном переходе оно стало прямым, и поэтому точка  $T_2$  действительно соответствует режиму насыщения. Покажем это на следующем примере. Пусть имеется транзистор  $n-p-n$  и  $U_{к-энас} = 0,2$  В, а напряжение на базе  $U_{б-э} = 0,6$  В. Тогда на коллекторе по отношению к базе будет напряжение  $U_{к-б} = 0,2 - 0,6 = -0,4$  В, т. е. на коллекторном переходе прямое напряжение 0,4 В.

Конечно, если импульс входного тока будет меньше  $I_{б\max}$ , то импульс тока коллектора также уменьшится. Но зато увеличение импульса тока базы сверх  $I_{б\max}$  практически уже не дает возрастания импульса выходного тока. Таким образом, максимальное возможное значение импульса тока коллектора

$$I_{к\max} \approx E_2/R_n. \quad (6.31)$$

Помимо  $I_{к\max}$ ,  $I_{б\max}$  и  $U_{к-энас}$  импульсный режим характеризуется также коэффициентом усиления по току  $B$ , который в отличие от  $\beta$  определяется

не через приращения токов, а как отношение токов, соответствующих точке  $T_2$ :

$$B \approx I_{к\max}/I_{б\max}. \quad (6.32)$$

Иначе говоря,  $\beta$  является параметром, характеризующим усиление малых сигналов, а  $B$  характеризует усиление больших сигналов, в частности импульсов, и по значению несколько отличается от  $\beta$ .

Параметром импульсного режима транзистора служит также его сопротивление насыщения

$$R_{нас} = U_{к-энас}/I_{к\max}. \quad (6.33)$$

Значение  $R_{нас}$  у транзисторов для импульсной работы обычно составляет единицы, иногда десятки ом.

Аналогично рассмотренной схеме ОЭ работает в импульсном режиме и схема ОБ.

Если длительность входного импульса  $\tau_n$  во много раз больше времени переходных процессов накопления и расщепления зарядов в базе транзистора, то импульс выходного тока имеет почти такую же длительность и форму, как и входной импульс. Но при коротких импульсах, т. е. если  $\tau_n$  составляет единицы микросекунд и меньше, может наблюдаться значительное искажение формы импульса выходного тока и увеличение его длительности.

Для примера на рис. 6.9 показаны графики короткого импульса входного тока прямоугольной формы и импульса выходного тока при включении транзистора по схеме ОБ. Как видно, импульс коллекторного тока начинается с запаздыванием на время  $\tau_z$  (время задержки), что объясняется конечным временем пробега носителей через базу. Этот ток нарастает постепенно в течение времени  $\tau_\phi$  (длительности фронта), составляющего заметную часть  $\tau_n$ . Такое постепенное увеличение тока связано с накоплением носителей в базе. Кроме того, носители, инжектированные в базу в начале импульса входного тока, имеют разные скорости и не все сразу достигают коллектора. Время  $\tau_z + \tau_\phi$  является временем включения  $\tau_{вкл}$ . После окон-

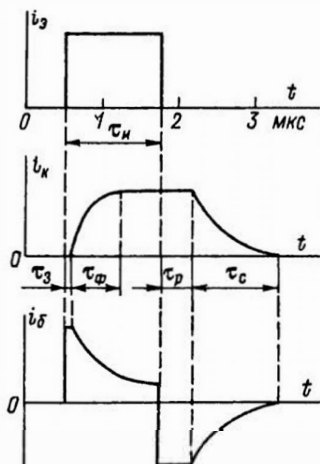


Рис. 6.9. Искажение формы импульса тока транзистором

чания входного импульса ток  $i_k$  продолжается некоторое время  $\tau_r$  (время рассасывания) за счет рассасывания заряда, накопившегося в базе, а затем постепенно падает в течение времени спада  $\tau_c$ . Время  $\tau_r + \tau_c$  есть время выключения  $\tau_{\text{выкл}}$ . В итоге импульс коллекторного тока значительно отличается по форме от прямоугольного и растянут во времени по сравнению с входным импульсом. Следовательно, замедляется процесс включения и выключения коллекторной цепи, увеличивается время, в течение которого эта цепь находится в замкнутом состоянии. Иначе говоря, за счет инерционности процессов накопления и рассасывания заряда в базе транзистор не может осуществлять достаточно быстрое включение и выключение, т. е. не обеспечивает достаточного быстродействия ключевого режима.

На рис. 6.9 показан еще график тока базы, построенный на основании соотношения  $i_b = i_c - i_k$ . Как видно, ток этот имеет сложную форму. Для схемы ОЭ можно построить временные графики токов, подобно тому как показано на рис. 6.9 для схемы ОБ.

Специальные транзисторы для работы короткими импульсами должны иметь малые емкости и тонкую базу. Как правило, это маломощные дрейфовые транзисторы (см. § 6.7). Чтобы быстрее

рассасывался заряд, накапливающийся в базе, добавляют в небольшом количестве примеси, способствующие быстрой рекомбинации накопленных носителей (например, золото).

## 6.5. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРИБОРАМИ

Преобразованием частоты является любое ее изменение. Например, при выпрямлении переменный ток с частотой  $f$  превращается в постоянный ток, у которого частота равна нулю. В генераторах энергия постоянного тока, имеющего частоту, равную нулю, преобразуется в энергию переменного тока нужной частоты. В данном параграфе преобразование частоты рассматривается как превращение колебаний одной частоты, не равной нулю, в колебания другой частоты, также не равной нулю.

К преобразователю частоты, показанному на схеме (рис. 6.10), подводится переменное напряжение  $u_1$  с частотой  $f_1$ , которую нужно преобразовать, и вспомогательное напряжение  $u_2$  с частотой  $f_2$ . Его обычно получают от маломощного генератора, называемого *гетеродином*. На выходе преобразователя получается колебание с новой, преобразованной частотой  $f_{\text{пр}}$ , которую обычно называют *промежуточной частотой*.

В качестве преобразователя частоты должен применяться нелинейный прибор. Если бы преобразователь частоты был линейным прибором, то в нем произошло бы просто сложение двух колебаний. Например, при сложении двух колебаний с близкими, но не кратными



Рис. 6.10. Структурная схема преобразователя частоты

частотами (рис. 6.11, а, б) получились бы биения, т. е. сложное колебание, частота которых менялась бы в некоторых пределах около среднего значения

$$f_{\text{ср}} = (f_1 + f_2)/2, \quad (6.34)$$

а амплитуда изменялась бы с частотой, равной разности  $f_2 - f_1$  (рис. 6.11, в).

Такие биения не содержат составляющего колебания с новой частотой. Но если биения детектировать (выпрямить), то вследствие нелинейности этого процесса возникает составляющая с частотой  $f_2 - f_1 = f_{\text{нр}}$  (рис. 6.11, г).

На выходе преобразователя частоты получается сложное колебание с составляющими разных частот. Общая формула этих частот

$$f = |mf_1 \pm nf_2|, \quad (6.35)$$

где  $m$  и  $n$  — любые целые числа, включая нуль.

При  $m = n = 0$  получается  $f = 0$ . Это

означает, что на выходе преобразователя частоты имеется постоянная составляющая. Полагая  $m = 1$  и  $n = 0$  или  $m = 0$  и  $n = 1$ , получим, что составляющие с частотами  $f_1$  и  $f_2$  также имеются в выходном напряжении. Значению  $m = n = 1$  соответствуют новые частоты: разностная  $f_1 - f_2$  и суммарная  $f_1 + f_2$ . Одна из них обычно используется в качестве новой, преобразованной частоты. Другие значения  $m$  и  $n$  также соответствуют новым частотам.

Все эти новые частоты, представляющие собой комбинации частот  $f_1$  и  $f_2$  и их гармоник, называются *комбинационными частотами*. Выбирая подходящую вспомогательную частоту  $f_2$ , можно получить любую новую частоту.

Среди новых частот содержатся и гармоники первоначальных колебаний с частотами  $2f_1, 3f_1, \dots$  и  $2f_2, 3f_2, \dots$ . Но проще их получить при нелинейном искажении только одного из подводимых напряжений. Наличие двух напряжений для возникновения гармоник необязательно.

Как правило, амплитуды комбинационных колебаний (и гармоник) тем меньше, чем выше значения  $m$  и  $n$ . Поэтому обычно в качестве колебания новой промежуточной частоты используют колебание разностной частоты, а иногда суммарной. Комбинационные частоты более высокого порядка применяются редко.

Преобразование частоты в радиоприемниках в большинстве случаев осуществляется так, что при приеме сигналов различных радиостанций, работающих на разных частотах, создаются колебания одной и той же промежуточной частоты. Это позволяет получить большое усиление и высокую избирательность, причем почти постоянные во всем диапазоне частот принимаемых сигналов. Кроме того, при постоянной промежуточной частоте работа усилительных каскадов более устойчива и они значительно проще по устройству, нежели каскады, рассчитанные на диапазон частот.

В радиоприемных и радиоизмерительных устройствах в качестве проме-

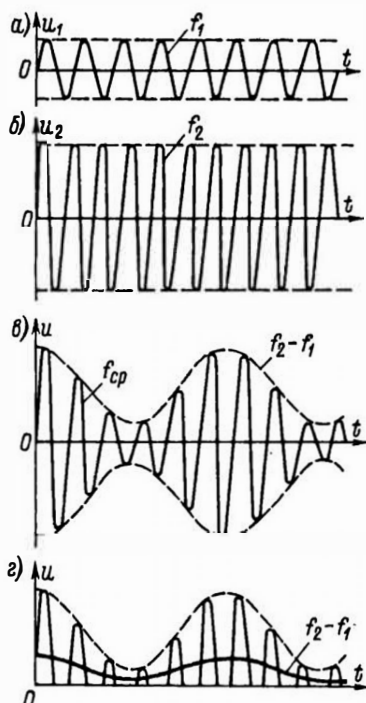


Рис. 6.11. Графики, поясняющие преобразование частоты

жуточной чаще всего используется разностная частота, причем вспомогательная частота  $f_r$  (частота гетеродина) обычно выше преобразуемой частоты сигнала  $f_c$ . Такое соотношение между частотами обязательно, если частота  $f_{np}$  должна быть выше частоты  $f_c$ . Кроме того, если преобразование осуществляется в диапазоне частот, то при  $f_r > f_c$  необходимо меньшее относительное изменение частоты  $f_r$ , что облегчает устройство гетеродина. Например, если  $f_c$  изменяется от 500 до 1000 кГц и нужна новая частота  $f_{np} = 250$  кГц, то, выбрав частоту гетеродина  $f_r$  ниже  $f_c$ , придется ее изменять от  $500 - 250 = 250$  кГц до  $1000 - 250 = 750$  кГц, т. е. в 3 раза. Но если  $f_r > f_c$ , то частоту  $f_r$  надо изменять от  $500 + 250 = 750$  кГц до  $1000 + 250 = 1250$  кГц, т. е. меньше чем в 2 раза.

В дальнейшем мы будем подразумевать под промежуточной частотой  $f_{np}$  разностную частоту.

Название «промежуточная частота» сложилось исторически, потому что в супергетеродинных радиоприемниках принимаемые колебания высокой частоты  $f_c$  преобразовались в колебания более низкой частоты  $f_{np}$ , а затем с помощью обычного детектора превращались в колебания звуковой частоты  $F$ . Частота  $f_{np}$  была высокой, но ниже  $f_c$  и выше  $F$ , т. е. являлась промежуточной. В некоторых современных приемниках частота  $f_{np}$  бывает выше частоты приходящих сигналов  $f_c$ .

Поэтому термин «промежуточная частота» лучше понимать в том смысле, что каскады усиления колебаний с частотой  $f_{np}$  расположены в схеме приемника между каскадами усиления колебаний с частотой  $f_c$  и каскадами усиления низкой частоты.

Для преобразования частоты применяют различные нелинейные приборы. Например, у приемников для дециметровых и сантиметровых волн в преобразователях частоты работают полупроводниковые диоды. Транзисторы используют для преобразования частоты в диапазоне дециметровых, метровых и более длинных волн.

Преобразование осуществляется сле-

дующим образом. К нелинейному прибору подводятся напряжения с частотами  $f_c$  и  $f_r$ . Тогда ток прибора пульсирует с этими частотами и за счет нелинейности в токе появляются составляющие с комбинационными частотами. На одну из них, обычно на разностную частоту  $f_{np} = f_r - f_c$ , настроен выходной колебательный контур. Он имеет большое сопротивление только для тока резонансной частоты, и на нем получается усиленное напряжение только с частотой  $f_{np}$ . Таким образом, контур выделяет колебания промежуточной частоты.

В схемах преобразователей частоты необходимо по возможности устранить связь между цепями приходящих сигналов и цепями гетеродина. Обычно в тех и других имеются колебательные контуры. При наличии связи между ними наблюдается влияние одного контура на другой, нарушение правильной их настройки, ухудшение стабильности частоты гетеродина и при отсутствии усилителя радиочастоты — паразитное излучение колебаний гетеродина через антенну приемника. Кроме того, сильные приходящие сигналы, например от местной станции, с частотой  $f_c$ , проникая в гетеродин, могут заставить его генерировать колебания с той же частотой, несмотря на то что колебательный контур гетеродина настроен на частоту  $f_r = f_c + f_{np}$ . Такое явление, называемое *захватыванием* или *принудительной синхронизацией* гетеродина приходящими сигналами, недопустимо, так как если частоты колебаний сигнала и гетеродина одинаковы, то промежуточная частота равна нулю, т. е. преобразования частоты не получится.

Простейшие схемы преобразователей частоты показаны на рис. 6.12. В схеме на рис. 6.12,а на диод воздействуют напряжения с частотой сигнала  $f_c$  и с частотой гетеродина  $f_r$ . Контур LC настроен на новую (промежуточную) частоту. В схеме с общим эмиттером (рис. 6.12,б) оба напряжения подаются на базу биполярного транзистора. Аналогичная схема может быть создана на основе полевого транзистора при включении его с общим истоком (см. § 7.1).



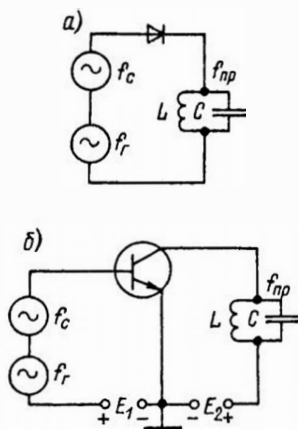


Рис. 6.12. Схемы для преобразования частоты

Недостаток обеих схем заключается в том, что в них не устранена связь между источником сигнала и гетеродином. Некоторое ослабление этой связи в схеме с биполярным транзистором можно получить, если гетеродин включить в провод эмиттера (с полевым транзистором — в провод истока). Существуют многие более сложные схемы, в которых осуществлена развязка цепей сигнала и гетеродина.

Рассмотрим преобразование частоты применительно к транзисторному каскаду с помощью элементарных математических соотношений. Характеристика управления  $i_k = f(u_{6-3})$  транзистора показана на рис. 6.13. На базу подается напряжение сигнала  $u_c = U_{mc} \sin \omega_c t$  и напряжение гетеродина  $u_r = U_{mr} \sin \omega_r t$ .

Ток коллектора можно записать в следующем виде:

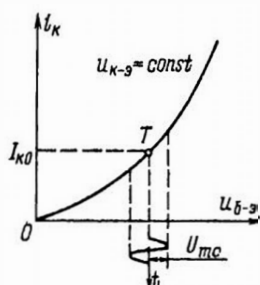


Рис. 6.13. Характеристика управления транзистора

$$i_k = I_{k0} + S U_{mr} \sin \omega_r t + S U_{mc} \sin \omega_c t, \quad (6.36)$$

где  $S = y_{210}$  — крутизна транзистора, равная  $\Delta i_k / \Delta u_{6-3}$ .

Поскольку транзистор — нелинейный прибор, то его характеристика управления нелинейна и крутизна сама является функцией напряжения. Будем считать, что крутизна меняется под влиянием напряжения гетеродина. Для упрощения примем, что характеристика квадратичная (параболическая), и тогда крутизна изменяется по линейному закону:

$$S = S_0 + S_m \sin \omega_r t, \quad (6.37)$$

где  $S_0$  — начальное значение крутизны в рабочей точке  $T$  (в режиме покоя) и  $S_m$  — амплитуда изменения крутизны.

Подставим это выражение в уравнение (6.36) и произведем некоторые преобразования:

$$\begin{aligned} i_k &= I_{k0} + (S_0 + S_m \sin \omega_r t) U_{mr} \sin \omega_r t + \\ &\quad + (S_0 + S_m \sin \omega_r t) U_{mc} \sin \omega_c t = \\ &= I_{k0} + S_0 U_{mr} \sin \omega_r t + S_m U_{mr} \sin^2 \omega_r t + \\ &\quad + S_0 U_{mc} \sin \omega_c t + S_m U_{mc} \sin \omega_r t \sin \omega_c t. \end{aligned} \quad (6.38)$$

Из тригонометрии известно, что

$$\sin^2 \alpha = \frac{1 - \cos 2\alpha}{2} \quad \text{и}$$

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta).$$

Используя эти соотношения, можно написать

$$\begin{aligned} i_k &= I_{k0} + S_0 U_{mr} \sin \omega_r t + \frac{1}{2} S_m U_{mr} - \\ &\quad - \frac{1}{2} S_m U_{mr} \cos 2\omega_r t + S_0 U_{mc} \sin \omega_c t + \\ &\quad + \frac{1}{2} S_m U_{mc} \cos(\omega_r - \omega_c) t - \\ &\quad - \frac{1}{2} S_m U_{mc} \cos(\omega_r + \omega_c) t. \end{aligned} \quad (6.39)$$

Таким образом, за счет нелинейных свойств транзистора в коллекторном токе помимо постоянной составляющей, составляющих с частотами гетеродина и сигнала, а также второй гармоники гетеродина возникли состав-

ляющие с новыми частотами; разностной и суммарной. Именно они и могут быть использованы в качестве промежуточной частоты. Так как обычно характеристика транзистора не просто квадратичная, а более сложная, то зависимость крутизны от напряжения нелинейна. Это вызывает появление дополнительных составляющих с более сложными комбинационными частотами.

В уравнении (6.39) амплитуды токов разностной и суммарной частоты получились одинаковыми:

$$I_{мк.пр} = \frac{1}{2} S_m U_{мс}. \quad (6.40)$$

Отношение  $I_{мк.пр}/U_{мс}$  носит название *крутизны преобразования*  $S_{пр}$  и характеризует эффективность каскада преобразования частоты. Из выражения (6.40) следует, что  $S_{пр} = 0,5S_m$ , т. е.  $S_{пр}$  не превышает половины амплитуды изменения крутизны в рабочей точке. Чем больше амплитуда напряжения гетеродина  $U_{мг}$ , тем больше изменение крутизны, тем больше  $S_m$ , а следовательно, и  $S_{пр}$ .

Напряжение промежуточной частоты на выходе каскада

$$U_{мпр} = I_{мк.пр} R_n, \quad (6.41)$$

где  $R_n$  — сопротивление нагрузки, т. е. сопротивление выходного контура, настроенного на промежуточную частоту.

Иначе:

$$U_{мпр} = \frac{1}{2} S_m R_n U_{мс} = S_{пр} R_n U_{мс}. \quad (6.42)$$

Отсюда следует, что коэффициент усиления транзисторного частотопреобразовательного каскада

$$k = U_{мпр}/U_{мс} = S_{пр} R_n. \quad (6.43)$$

Таким образом, усиление пропорционально крутизне преобразования.

## 6.6. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ТРАНЗИСТОРОВ И ДИОДОВ

При большом коэффициенте усиления в телефоне или громкоговорителе, включенном на выходе усилителя или

приемника, слышен характерный шум в виде шороха (шипения) даже в том случае, если на вход никакие сигналы не подаются (например, если замкнуть накоротко входные зажимы, чтобы приема внешних сигналов не было). Чем больше коэффициент усиления, тем сильнее собственный шум приемника.

Исследование этого явления показало, что токи и напряжения в любых электрических цепях всегда совершают небольшие беспорядочные (хаотичные) колебания, называемые *электрическими флуктуациями*. Они объясняются тепловым движением электронов. С повышением температуры флуктуации усиливаются.

Токи всех электродов транзистора подвержены флуктуациям. После усиления эти флуктуации при слуховом приеме сигналов проявляются в виде шума. Название «собственные шумы» применяют и тогда, когда сигналы не преобразуются в звуковые колебания.

Любой постоянный ток не является строго постоянным, а помимо постоянной составляющей  $I_0$  имеет шумовую

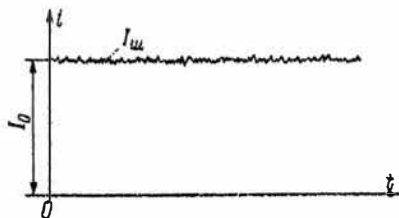


Рис. 6.14. Флуктуации тока

переменную составляющую  $I_{ш}$ . Это объясняется тем, что вследствие теплового движения число электронов, проходящих через поперечное сечение проводника в малые равные промежутки времени, даже при постоянном токе не постоянно, а меняется. Флуктуации тока показаны на рис. 6.14, причем для наглядности преувеличенно, так как обычно шумовой ток очень мал по сравнению с током  $I_0$ .

Теоретически и экспериментально доказано, что шумовой ток представляет собой сумму переменных синусоидальных составляющих с самыми различными частотами от нуля до сверх-

высоких. Но любой усилитель (или другое устройство) пропускает колебания только в определенном диапазоне частот. Поэтому на выходе усилителя воспринимается лишь часть этих составляющих шума, которая тем больше, чем шире полоса частот колебаний  $P_{\text{пр}}$ , пропускаемых усилителем.

Собственные шумы транзисторов ограничивают чувствительность радиоприемников и других устройств, служащих для обнаружения, усиления и измерения слабых сигналов. Если полезные сигналы слабее собственных шумов, то прием этих сигналов весьма затрудняется или даже практически невозможен.

В любом резисторе за счет происходящих в нем электрических флюктуаций создается некоторая шумовая ЭДС. Действующее значение шумовой ЭДС  $E_{\text{ш}}$ , возникающей в резисторе или в любой цепи с сопротивлением  $R$ , определяется формулой Найквиста

$$E_{\text{ш}} = \sqrt{4kTRP_{\text{пр}}}, \quad (6.44)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана, равная приблизительно  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К;  $T$  — абсолютная температура.

Эта формула в практических расчетах для комнатной температуры принимает вид

$$E_{\text{ш}} \approx \frac{1}{8} \sqrt{R P_{\text{пр}}}, \quad (6.45)$$

где  $E_{\text{ш}}$  — в милливольт,  $R$  — в киломах и  $P_{\text{пр}}$  — в килогерцах.

Например, при  $R = 40$  кОм и  $P_{\text{пр}} = 10$  кГц получаем  $E_{\text{ш}} \approx \frac{1}{8} \sqrt{40 \cdot 10} = 20 : 8 = 2,5$  мкВ.

Полный шум, возникающий в транзисторе, имеет несколько составляющих.

*Тепловые шумы* обусловлены тепловыми флюктуациями электронов, характерными для любого резистора. Поскольку все области транзистора обладают некоторым сопротивлением, то в них возникают шумовые напряжения. Так как сопротивления эмиттерной и коллекторной области сравнительно малы, то главную роль в создании тепловых шумов играет сопротивление базы

$r_b$ , тем более что оно включено во входную цепь и шум от него усиливается самим транзистором.

*Дробовые шумы* происходят от флюктуаций инжекции и экстракции в эмиттерном и коллекторном переходе.

*Шумы токораспределения* вызваны флюктуациями распределения эмиттерного тока между базой и коллектором.

*Рекомбинационные шумы* имеют своей причиной флюктуации рекомбинации.

Кроме того, дополнительные шумы создаются за счет флюктуаций токов утечки в поверхностных слоях полупроводников и некоторых других явлений. Эти шумы часто называют *мерцательными* или *избыточными* (*фликкер-эффект*).

Мощности или напряжения шумов тем больше, чем шире полоса частот, в пределах которой проявляется действие шумов.

Для оценки шумовых свойств транзисторов служит *коэффициент шума*  $F_{\text{ш}}$ . Он определяется, так же как и для любых четырехполюсников, следующим образом.

Влияние шумов всегда характеризуется отношением мощности полезного сигнала  $P_c$  к мощности шумов  $P_{\text{ш}}$ . На выходе это отношение меньше, чем на входе, так как на выходе обе мощности усилены в  $k_p$  раз, но к мощности шумов транзистор добавляет еще собственный шум  $P_{\text{ш.тр}}$ . Коэффициент шума показывает, во сколько раз отношение мощности сигнала к мощности шума на входе больше, чем на выходе:

$$F_{\text{ш}} = \frac{P_{c, \text{вх}} / P_{\text{ш. вх}}}{P_{c, \text{вых}} / P_{\text{ш. вых}}}, \quad (6.46)$$

Принято измерять величину  $F_{\text{ш}}$  в децибелах согласно формуле

$$F = 10 \lg F_{\text{ш}}, \quad (6.47)$$

из которой следует, что при значениях  $F_{\text{ш}}$ , равных 10, 100 и 1000, значение  $F$  соответственно равно 10, 20 и 30 дБ.

Современные транзисторы имеют  $F$  примерно от 3 до 30 дБ (в среднем 10–20 дБ). Значение коэффициента шума транзисторов указывается обычно для частоты 1 кГц и температуры 20 °С.

Шумы транзистора зависят от его параметров и режима работы, а также от внутреннего сопротивления источника усиливаемых колебаний (источника сигнала)  $R_{и.к.}$ . Чем меньше у транзистора  $\alpha$ , тем больше шумы. Это объясняется тем, что уменьшение  $\alpha$  сопровождается возрастанием тока базы, и он будет создавать на сопротивлении  $r_b$  большее шумовое напряжение, которое усиливается транзистором. Кроме того, чем меньше  $\alpha$ , тем интенсивнее рекомбинация в базе, а она также является причиной шумов.

С увеличением сопротивления  $r_b$  и тока  $i_{к0}$  шумы возрастают. Материал полупроводников также влияет на уровень шумов. Например, кремниевые транзисторы «шумят» сильнее германиевых. Понижение напряжения коллекторного перехода  $u_{к-б}$  и тока эмиттера  $i_b$  ослабляет шумы, но до известного предела, так как при слишком малых  $u_{к-б}$  и  $i_b$  уменьшается  $\alpha$  и за счет этого шумы могут возрасти. Чтобы шумы были минимальными, сопротивление  $R_{и.к.}$  должно иметь некоторое оптимальное значение, обычно несколько сотен ом. Повышение температуры резко увеличивает собственные шумы транзисторов. Теория и опыт показывают, что при прочих равных условиях шумы транзистора для всех трех основных схем ОЭ, ОБ и ОК примерно одинаковы.

По частоте шумы распределены неравномерно. Из рис. 6.15 видно, что в диапазоне средних частот  $F$  имеет

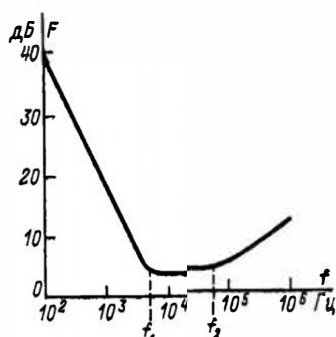


Рис. 6.15. Зависимость коэффициента шума транзистора от частоты

минимальное и примерно постоянное значение. Нижняя частота  $f_1$  этого диапазона составляет единицы килогерц. На частотах ниже  $f_1$  увеличиваются мерцающие шумы и за счет этого  $F$  возрастает. Увеличение  $F$  на частотах выше  $f_2$  происходит вследствие снижения  $\alpha$ . Частота  $f_2$  может составлять сотни килогерц и больше. Она тем выше, чем выше  $f_a$  и приблизительно в  $\sqrt{\beta}$  раз меньше ее.

С учетом указанных выше зависимостей изготавливают специальные малошумящие транзисторы, предназначенные для первых каскадов усилителей и радиоприемников. Чтобы шумы были минимальными, такие транзисторы используют при пониженных  $u_{к-б}$  и  $i_b$  и температура у них должна быть низкой. Эти транзисторы имеют высокие значения  $\alpha$  и  $f_a$ , но малые  $r_b$  и  $i_{к0}$ .

По сравнению с электронными лампами хорошие транзисторы «шумят» в области средних частот слабее, а на более низких и высоких частотах — сильнее.

Собственные шумы создаются и в полупроводниковых диодах, что приходится учитывать при использовании диодов в первых каскадах приемников СВЧ. Причины собственных шумов диодов такие же, как и у транзисторов. Это прежде всего дробовые шумы, связанные с флуктуациями процесса инжекции в  $n-p$ -переходе, и тепловые шумы, определяемые главным образом сопротивлением базы, которое обычно значительно больше сопротивления эмиттера. В диодах  $n-i-p$  область  $i$  также вносит тепловой шум. Как и в транзисторах, в диодах создается шум от флуктуаций процесса рекомбинации и мерцающий шум.

Для оценки шумовых свойств диодов часто используют специальный параметр — *шумовое отношение*. Оно показывает, во сколько раз мощность шумов диода больше мощности шумов резистора, имеющего сопротивление, равное дифференциальному (выходному) сопротивлению диода. У большинства диодов СВЧ шумовое отношение бывает от 2 до 20. Иногда вместо шумового отношения для диодов указывают экви-

валентное шумовое сопротивление или коэффициент шума в децибелах.

В качестве генератора определенного шумового напряжения используют специальные *шумовые диоды*, работающие при обратном напряжении в режиме начала электрического пробоя. Такой режим неустойчив и характеризуется тем, что пробой то возникает, то прекращается и соответственно этому ток беспорядочно изменяется. Шумовые диоды, выпускаемые нашей промышленностью, делаются из кремния. Они работают при токах от 10 мкА до 1 мА и обратном напряжении от 6 до 10 В. Напряжение шумов имеет весьма широкий спектр частот — от единиц герц до нескольких мегагерц.

## 6.7. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Существующие типы транзисторов классифицируются по методу изготовления, применяемым материалам, особенностям работы, назначению, мощности, диапазону рабочих частот и по другим признакам. Точечные транзисторы, исторически бывшие первыми, давно уже не применяются. В качестве полупроводников для транзисторов пока используются только германий и кремний, но, по-видимому, в дальнейшем будут и другие материалы. По предельной мощности, выделяемой в коллекторном переходе, в настоящее время различают транзисторы малой, средней и большой мощности, что соответствует значениям  $P_{к\max}$  до 0,3 Вт, от 0,3 до 1,5 Вт и более 1,5 Вт. В зависимости от предельной рабочей частоты транзисторы бывают низкочастотными (до 3 МГц), среднечастотными (от 3 до 30 МГц) и высокочастотными (выше 30 МГц).

У подавляющего большинства транзисторов основным физическим процессом является инжекция носителей в эмиттерном переходе, но имеется группа транзисторов, работающих без инжекции. К ним, в частности, относятся полевые (канальные) транзисторы (см. гл. 7).

Исключительно широкое распространение получили биполярные транзисторы, имеющие два  $n-p$ -перехода. Их работа была подробно описана выше. Следует различать два вида таких транзисторов: *дрейфовые*, в которых перенос неосновных носителей заряда через базу осуществляется главным образом посредством дрейфа, т. е. под действием ускоряющего электрического поля, и *бездрейфовые*, в которых такой перенос осуществляется главным образом посредством диффузии. Не следует бездрейфовые транзисторы называть диффузионными, так как термин «диффузионный» должен указывать не на характер движения носителей, а на технологию создания  $n-p$ -переходов методом диффузии.

Надо отметить, что в бездрейфовых транзисторах при большой инжекции со стороны эмиттера в базе возникает электрическое поле, и поэтому движение носителей в ней не будет чисто диффузионным. А в базе дрейфовых транзисторов, хотя дрейф и является основным видом движения носителей, происходит также и диффузия носителей.

Бездрейфовые транзисторы имеют во всей базовой области одну и ту же концентрацию примеси. Вследствие этого в базе не возникает электрического поля и носители в ней совершают диффузионное движение от эмиттера к коллектору. Скорость такого движения меньше скорости дрейфа носителей в ускоряющем поле. Следовательно, бездрейфовые транзисторы предназначены для более низких частот, нежели дрейфовые.

В дрейфовых транзисторах электрическое поле в базе ускоряет неосновные носители при их движении к коллектору, поэтому повышается предельная частота и коэффициент усиления тока. Электрическое поле в базе создается за счет неодинаковой концентрации примесей базовой области, что может быть достигнуто при диффузионном методе изготовления  $n-p$ -переходов. Транзисторы, изготовленные таким методом, называются *диффузионными*. Возникновение электрического поля в

базе этих транзисторов объясняется следующим образом. Пусть, например, в базе имеются донорные примеси для создания электропроводности  $n$ -типа. Если концентрация этих примесей вблизи эмиттерного перехода больше, нежели вблизи коллекторного перехода, то соответственно получится неодинаковая концентрация основных носителей в базе, в данном случае концентрация электронов. Около эмиттерного перехода она будет больше. За счет этой разности часть электронов переместится туда, где их концентрация меньше, т. е. к коллекторному переходу (рис. 6.16). В базе возникает разность потенциалов («минус» ближе к коллектору, «плюс» — к эмиттеру) и электрическое поле, которое тормозит основные носители, т. е. препятствует дальнейшему смещению электронов. В равновесном состоянии разность потенциалов своим действием на основные носители уравнивает действие разности концентраций и в базе устанавливается электрическое поле, ускоряющее неосновные носители (дырки), инжектированные из эмиттера.

Рассмотрим теперь основные типы транзисторов, различающиеся по конструкции и принципу изготовления переходов.

Бездрейфовые транзисторы могут иметь сплавные переходы, полученные по такой же технологии, как у диодов. Эти транзисторы принято называть *сплавными*. Принцип их устройства показан на рис. 6.17. В основную пластинку полупроводника с двух сторон вплаиваются примеси, образующие эмиттерную и коллекторную область. Так как на коллекторном переходе рассеивается большая мощность, то он обычно имеет значительно большие размеры, чем

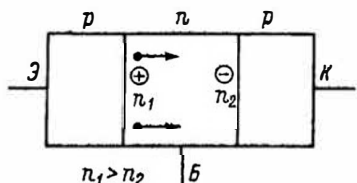


Рис. 6.16. Принцип устройства дрейфового транзистора

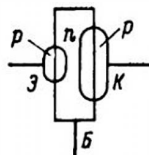


Рис. 6.17. Принцип устройства сплавного транзистора

эмиттерный переход. Однако могут быть изготовлены и симметричные сплавные транзисторы, у которых оба перехода одинаковы.

К эмиттеру и коллектору припаиваются выводы в виде проводничков, а вывод базы часто имеет форму кольца — для уменьшения поперечного сопротивления базы. Транзистор помещается в металлический герметический корпус, через который проходят в стеклянных изоляторах выводные проводники. Во многих транзисторах один из выводов (базы или коллектора) соединен с корпусом.

В сплавных транзисторах невозможно сделать очень тонкую базу, и поэтому они предназначены только для низких и средних частот. При создании методом впаивания более тонкой базы ее толщина получается неодинаковой в разных местах и во избежание эффекта смыкания переходов приходится уменьшать напряжение коллекторного перехода, что снижает предельную мощность транзистора.

Мощные сплавные транзисторы имеют увеличенную площадь переходов, которые изготавливаются в форме полос или колец. Для лучшего охлаждения коллектор припаивается к корпусу, основание которого делается в виде более массивной медной пластинки.

Сплавные транзисторы выпускаются на мощности от нескольких милливатт до десятков ватт. Их достоинство в том, что на коллекторном и эмиттерном переходе можно допустить обратное напряжение 50–70 В для германия и 70–150 В для кремния. Сравнительно малые сопротивления эмиттера базы и коллектора позволяют получать в сплавных транзисторах большие токи в импульсном режиме. Однако предельную частоту  $f_a$  практически не удается сле-

лать выше 20 МГц. Недостатком сплавных транзисторов является также значительный разброс параметров и характеристик.

Дрейфовые транзисторы делают на предельные частоты, в десятки раз более высокие, нежели у сплавных транзисторов. Это объясняется прежде всего уменьшением времени пробега носителей в базе. Как правило, при изготовлении дрейфовых транзисторов применяется метод диффузии, при котором база может быть сделана очень тонкой. Коллекторный переход получается плавным, и тогда его емкость гораздо меньше, чем емкость сплавных переходов. За счет малой толщины базы коэффициенты усиления  $\alpha$  и  $\beta$  значительно выше, чем у сплавных транзисторов. Важно также, что метод диффузии позволяет изготавливать транзисторы более точно, с меньшим разбросом параметров и характеристик.

*Сплавно-диффузионные транзисторы* (или *диффузионно-сплавные*) отличаются тем, что у них базовая область и коллекторный переход изготовлены методом диффузии, а эмиттерный переход — методом сплавления. Многие наши транзисторы изготовлены именно таким методом. На рис. 6.18, а для примера показан один из вариантов устройства сплавно-диффузионных германиевых транзисторов  $p-n-p$ -типа. В пластине германия с электропроводностью  $p$ -типа, являющейся коллектором, сделана лунка, в которой методом диффузии донорной примеси, например сурьмы, создан тонкий слой базы. Он образует кол-

лекторный переход. Эмиттерная область  $p$ -типа создается сплавлением в базовый слой капли сплава, содержащего акцепторную примесь, например индий. Вывод от базы осуществляется сплавлением капли сплава, содержащего сурьму. В рассмотренной конструкции обычно с корпусом соединяется коллектор. Аналогично могут изготавливаться германиевые транзисторы типа  $n-p-n$ , а также кремниевые транзисторы. Сплавно-диффузионные транзисторы имеют рабочие частоты до сотен мегагерц, но рассчитаны на небольшие мощности (100—150 мВт). Эмиттерный переход в них получается малой толщины, и поэтому может выдерживать только низкие обратные напряжения.

*Конверсионные транзисторы* интересны тем, что в них может быть получен тонкий базовый слой большой площади, необходимый для изготовления более мощных высокочастотных транзисторов. В конверсионных транзисторах диффузионный эмиттерный переход образуется за счет обратной диффузии примеси из полупроводника в металл эмиттерного электрода. Для этой цели служит пластинка германия (исходный материал), содержащая одновременно донорные и акцепторные примеси. В качестве последней применяется медь, которая при сплавлении эмиттерного сплава энергично диффундирует из германия в эмиттер. Благодаря этому в слое германия, прилегающем к эмиттеру, резко снижается концентрация акцепторной примеси и образуется слой базы с электронной электропроводностью. Такой процесс перемены типа электропроводности называют *конверсией*.

Транзисторы конверсионного типа имеют малую емкость  $C_x$  и могут работать при относительно высоких напряжениях коллекторного перехода. Эти транзисторы обладают хорошей стабильностью и малым разбросом параметров, а также удобны в производстве. Их недостаток — низкое максимальное допустимое обратное напряжение эмиттерного перехода.

В *мезатранзисторах* применяется мезаструктура, принцип получения кото-

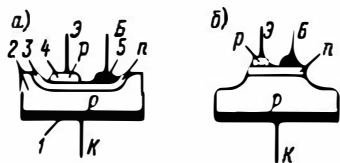


Рис. 6.18. Принцип устройства сплавно-диффузионного транзистора (а) и мезатранзистора (б)

1 — основание коллектора; 2 — коллектор (исходный материал); 3 — диффузионный слой базы; 4 — эмиттерный сплав; 5 — сплав для вывода базы

рой был уже рассмотрен применительно к диодам (§ 3.8). Такие транзисторы изготавливаются сразу в большом количестве из одной пластины исходного полупроводника, что уменьшает разброс параметров. На поверхности этой пластины, которая должна служить коллектором, методом диффузии создают слой базы толщиной в несколько микрометров. Для каждого транзистора в этот слой вплавляют маленькие капли сплавов для образования эмиттерной области и вывода от базы. Далее производят травление поверхности пластинки, защищая с помощью специальной маски только небольшие участки около базы и эмиттера. После того как травлением снят значительный слой основной пластины, ее разрезают на отдельные транзисторы. Структура полученного транзистора схематически изображена на рис. 6.18, б. Для примера показан германиевый транзистор типа  $p-n-p$ .

Мезатранзисторы имеют малые емкости переходов ( $C_k$  менее 2 пФ), малое сопротивление  $r_b$  и могут работать на частотах до сотен мегагерц. Удобно и то, что от коллектора осуществляется хороший теплоотвод, так как он имеет выводной контакт сравнительно большой площади.

Наилучшими из диффузионных являются так называемые *планарные транзисторы*. У них  $n-p$ -переходы образуются диффузией примесей сквозь отверстие в защитном слое, нанесенном на поверхность полупроводника. При этом выводы от всех областей располагаются в одной плоскости. Название «планарный» дано именно от английского слова *planar* — плоский. Для изготовления этих транзисторов особенно удобно применять кремний, так как оксидная пленка на его поверхности может служить хорошим защитным слоем. Исходная пластинка кремния с пленкой оксида образует коллекторную область. В том месте, где должна быть базовая область, оксидная пленка снимается травлением и создается методом диффузии базовый слой. Затем всю поверхность снова окисляют и повторяют процесс травления и диффузии для создания эмиттерной области, которая располагается в

средней части базовой. После этого через маску наносятся выводы в виде металлических слоев. Структура планарного транзистора показана на рис. 6.19. Планарные транзисторы обладают хорошими качествами и получили большое распространение. Они удобны в производстве и могут быть изготовлены на различные мощности с высокими предельными частотами. Транзисторные и диодные элементы микроэлектрон-

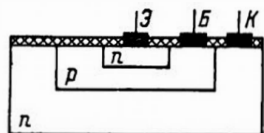


Рис. 6.19. Принцип устройства планарного транзистора

ных схем, как правило, изготавливаются по планарной технологии.

*Планарно-эпитаксиальные транзисторы* являются дальнейшим развитием планарных транзисторов. У обычных планарных транзисторов велико сопротивление коллекторной области, что невыгодно. Например, при импульсной работе в режиме насыщения у транзистора большое сопротивление насыщения  $R_{нас}$ . Если уменьшить удельное сопротивление материала коллектора, то возрастает емкость  $C_k$  и снижается пробивное напряжение коллекторного перехода. Эти недостатки устраняются в эпитаксиальных транзисторах, в которых между базой и низкоомным коллектором введен слой с более высоким сопротивлением. При изготовлении таких транзисторов коллекторная пластинка полупроводника, например, с электронной электропроводностью имеет малое удельное сопротивление. На нее наращивается пленка такого же полупроводника, но с высоким сопротивлением, а затем планарным методом создаются области базы и эмиттера (рис. 6.20).

Процесс получения на полупроводниковой пластине слоя, сохраняющего структуру пластины, но имеющего иную удельную проводимость, называют *эпи-*



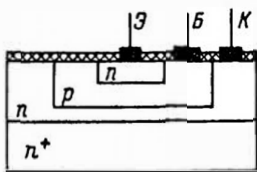


Рис. 6.20. Принцип устройства планарно-эпитаксиального транзистора

таксиальным наращиванием. Полученная структура, которую обозначают  $n^+ - n$ , входит в состав коллектора. Знак «+» указывает на область с более высокой концентрацией примеси, т.е. с более высокой удельной проводимостью.

В рассмотренном транзисторе при малом сопротивлении коллектора получается малая емкость  $C_k$  и большое напряжение  $U_{к-б\max}$ . Эпитаксиальная технология широко применяется при изготовлении микросхем.

Существует ряд других, особых типов транзисторов, которые пока еще не получили достаточно широкого распространения. К ним, например, относятся транзисторы типа  $p-n-i-p$ , имеющие в базе кроме низкоомного слоя  $n$ -типа, от которого сделан вывод, еще дополнительный, более высокоомный слой  $i$ -типа. За счет низкоомного слоя базы уменьшается сопротивление  $r_b$ , а за счет высокоомного слоя снижается емкость  $C_k$  и повышается  $U_{к-б\max}$ . Аналогичными свойствами обладают транзисторы  $n-p-i-n$ .

Особый интерес представляют лавинные транзисторы, работающие в режиме лавинного размножения носителей, т.е. при напряжении  $U_{к-б}$ , превышающем допустимое для нормальной работы в режиме усиления. При некоторых условиях лавинные транзисторы имеют отрицательное выходное сопротивление и  $\alpha > 1$ . Это позволяет применять их в импульсных устройствах для генерации коротких импульсов и переключения.

У обычных транзисторов предельное напряжение коллектор — база составляет десятки вольт. Специальные высоковольтные транзисторы имеют более сложную структуру коллекторного перехода, и предельное напряжение доходит

у них до нескольких сотен вольт. Импульсное предельное напряжение может достигать 1,5 кВ.

Мощные транзисторы работают при больших токах — единицах и десятках ампер. При этом может наблюдаться нежелательное явление «вытеснения» тока. Оно объясняется тем, что ток базы, протекая к выводу базы вдоль эмиттерного перехода, создает на поперечном сопротивлении базы некоторое падение напряжения. За счет этого в центре эмиттерного перехода напряжение уменьшается, а на краях эмиттерной области, наоборот, увеличивается. В результате инжекция и ток в центральной части эмиттера меньше, а на краях эмиттера больше. Таким образом, площадь эмиттерного перехода используется неравномерно и может возникнуть перегрев краев эмиттера.

Для уменьшения сопротивления базы и вредного эффекта «вытеснения» тока к краям эмиттера в мощных транзисторах создают электроды особой конфигурации, при которой эмиттерная область состоит из нескольких участков. Каждый участок имеет небольшую площадь перехода, а суммарная площадь эмиттерного перехода получается такой, какая необходима для протекания большого эмиттерного тока. Существует несколько вариантов этих транзисторов. Чаще всего встречается гребенчатая конструкция, в которой эмиттерная область имеет форму гребенки, а контакты эмиттера и базы чередуются друг с другом (рис. 6.21, а). Другой вариант — многоэмиттерная конструкция (рис. 6.21, б), в которой используется ряд отдельных эмиттеров в виде полосок (они могут иметь также форму квадратов или кругов). Все эти эмиттеры соединены параллельно металлическим контактным слоем, нанесенным поверх слоя защитной оксидной пленки. Иногда мощный транзистор представляет собой несколько параллельно соединенных транзисторов, каждый из которых сделан многоэмиттерным. В конструкции мощных транзисторов предусматривается хороший теплоотвод. Выпускаются транзисторы мощностью в десятки и даже сотни ватт.

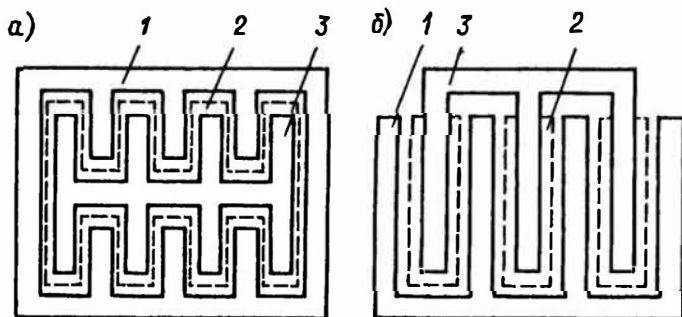


Рис. 6.21. Конфигурация электродов мощных СВЧ-транзисторов: *а* — гребенчатая; *б* — много-эмиттерная

1 — вывод базы; 2 — эмиттерная область; 3 — вывод эмиттера

Применение транзисторов для усиления колебаний СВЧ весьма желательно, так как по сравнению с другими полупроводниковыми и электровакуумными усилительными приборами они имеют меньший уровень собственных шумов, более высокий КПД и низкое напряжение питания. Однако изготовление СВЧ-транзисторов представляет значительные технологические трудности. В настоящее время разработаны как мало-мощные, так и мощные биполярные транзисторы из германия, кремния или арсенида галлия для частот в единицы и даже десятки гигагерц. Наилучшие результаты дает изготовление подобных транзисторов по планарной технологии. В частности, так изготавливаются кремниевые СВЧ-транзисторы типа  $n-p-n$ . Мощные СВЧ-транзисторы могут работать при мощности в импульсе до 100 Вт на частоте до 1 ГГц и 5–10 Вт на частоте 4–5 ГГц и выше. Транзисторы малой мощности имеют очень малые размеры. Например, на кремниевой пластинке диаметром 40 мм формируется 8000 транзисторов размером  $0,4 \times 0,4$  мм. Подобные транзисторы делаются обычно бескорпусными, и их

часто применяют в микросхемах. Важное значение для работы транзистора на СВЧ имеет конструкция корпуса и выводов, обеспечивающая минимальное влияние паразитных емкостей и индуктивностей. Применяются, в частности, корпуса с полосковыми, а для более высоких частот — с коаксиальными выводами.

Транзисторы оформляют в герметичных корпусах различной конструкции (металлостеклянные, металлокерамические и пластмассовые). Некоторые мало-мощные транзисторы делают бескорпусными и герметизируют защитными слоями лака и эпоксидной смолы. У транзисторов повышенной мощности с корпусом, как правило, соединяется коллектор, а сам корпус привинчивается к шасси аппаратуры, что улучшает теплоотвод.

Помимо одиночных транзисторов промышленность выпускает так называемые *транзисторные сборки*, т. е. находящиеся в одном корпусе два или четыре транзистора с самостоятельными выводами. Эти сборки применяются главным образом для переключательных схем.

# ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

## 7.1. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С УПРАВЛЯЮЩИМ ПЕРЕХОДОМ

Широкое распространение получили *полевые транзисторы*, иначе называемые *канальными* или *униполярными* в отличие от биполярных транзисторов. Идею устройства этих приборов предложил в 1952 г. один из изобретателей биполярного транзистора У. Шокли. Главное достоинство полевых транзисторов — высокое входное сопротивление, которое может быть таким же, как у электронных ламп, и даже больше. В настоящее время биполярные транзисторы все чаще и чаще вытесняются полевыми.

Принцип устройства и включения полевого транзистора с управляющим  $n-p$ -переходом, а также его условное графическое обозначение показаны на рис. 7.1. Пластика из полупроводника, например,  $n$ -типа имеет на противоположных концах электроды, с помощью которых она включена в выходную (управляемую) цепь усилительного каскада. Эта цепь питается от источника  $E_2$ , и в нее включена нагрузка  $R_H$ . Вдоль транзистора проходит выходной ток основных носителей. В нашем примере это электронный ток. Входная (управляющая) цепь транзистора образована с помощью третьего электрода, представляющего собой область с дру-

гим типом электропроводности. В данном случае это  $p$ -область. Источник питания входной цепи  $E_1$  создает на единственном  $n-p$ -переходе данного транзистора обратное напряжение. Напряжение другой полярности, т. е. прямое напряжение, на  $n-p$ -переход не подают, так как тогда входное сопротивление будет очень малым. Во входную цепь включают источник усиливаемых колебаний ИК.

Физические процессы в полевом транзисторе происходят следующим образом. При изменении входного напряжения изменяется обратное напряжение на  $n-p$ -переходе, и от этого изменяется толщина запирающего (обедненного) слоя, ограниченного на рис. 7.1 штриховыми линиями. Соответственно этому меняется площадь поперечного сечения области, через которую проходит поток основных носителей заряда, т. е. выходной ток. Эта область называется *каналом*.

Электрод, из которого в канал вытекают основные носители заряда, называют *исток* ( $I$ ). Из канала носители проходят к электроду, который называется *сток* ( $C$ ). Исток и сток аналогичны катоду и аноду электронной лампы соответственно. Управляющий электрод, предназначенный для регулирования площади поперечного сечения канала, называется *затвором* ( $З$ ), и в какой-то степени он аналогичен сетке вакуумного триода или базе биполярного транзистора, хотя, конечно, по физическому принципу работы затвор и база весьма различны.

Если увеличивать напряжение затвора  $u_{з-н}$ , то запирающий слой  $n-p$ -перехода становится толще и площадь поперечного сечения канала уменьшается. Следовательно, его сопротивление постоянному току  $R_0$  возрастает и ток стока  $i_c$  становится меньше. При некотором запирающем напряжении  $u_{з-н. зап}$  площадь поперечного сечения канала

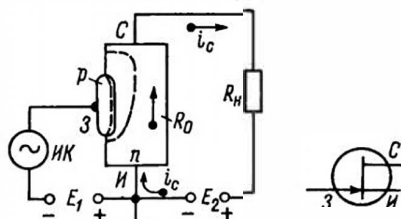


Рис. 7.1. Схема включения и условное графическое обозначение полевого транзистора с  $n-p$ -переходом и каналом  $n$ -типа

станет равной нулю и ток  $i_c$  будет весьма малым. Транзистор запирается. А при  $u_{з-н} = 0$  сечение канала наибольшее, сопротивление  $R_0$  наименьшее, например несколько сотен ом, и ток  $i_c$  получается наибольшим. Для того чтобы входное напряжение возможно более эффективно управляло выходным током, материал основного полупроводника, в котором создан канал, должен быть высокоомным, т. е. с невысокой концентрацией примесей. Тогда запирающий слой в нем получается большей толщины. Кроме того, начальная толщина самого канала (при  $u_{з-н} = 0$ ) должна быть достаточно малой. Обычно она не превышает нескольких микрометров. Запирающее напряжение  $u_{з-н, зап}$  при этих условиях составляет единицы вольт.

Поскольку вдоль канала потенциал повышается по мере приближения к стоку, то ближе к стоку обратное напряжение  $n-p$ -перехода увеличивается и толщина запирающего слоя получается больше.

Полевые транзисторы с  $n-p$ -переходом могут быть изготовлены сплавлением или диффузией. Лучшими являются диффузионные транзисторы. На рис. 7.2 изображен принцип устройства диффузионного полевого транзистора, изготовленного по планарно-эпитаксиальной технологии. Для примера показан канал  $p$ -типа (конечно, он может быть и  $n$ -типа). Области истока и стока обычно делают с повышенной проводимостью (электропроводность  $p^+$ -типа), чтобы уменьшить бесполезное падение напряжения и потерю мощности в этих областях. Повышенную проводимость имеет и область затвора (электропровод-

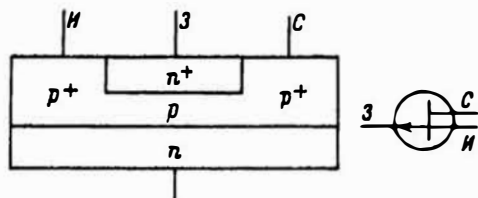


Рис. 7.2. Принцип устройства и условное графическое обозначение планарно-эпитаксиального полевого транзистора с каналом  $p$ -типа

ность  $n^+$ -типа). Это обеспечивает увеличение толщины запирающего слоя главным образом в сторону канала, т. е. усиливает управляющее действие затвора. Кристалл транзистора (подложка) является областью  $n$ -типа, от которой часто делают вывод. Тогда кристалл может быть использован как дополнительный затвор. Подавая, например, на него некоторое постоянное напряжение, устанавливают начальную толщину канала.

Сплавные полевые транзисторы являются низкочастотными, а диффузионные могут работать на частотах до десятков и даже сотен мегагерц. Следует отметить, что само перемещение основных носителей по каналу происходит под действием ускоряющего поля очень быстро, и поэтому предельная частота определяется не этим процессом, а влиянием собственных емкостей транзистора.

**Характеристики и параметры полевых транзисторов.** Управляющее действие затвора наглядно иллюстрируют *управляющие (стокзатворные) характеристики*, выражающие зависимость  $i_c = f(u_{з-н})$  при  $u_{с-н} = \text{const}$  (рис. 7.3). Однако эти характеристики неудобны для расчетов, и поэтому на практике пользуются выходными характеристиками.

На рис. 7.4 изображены *выходные (стоковые) характеристики* полевого транзистора  $i_c = f(u_{с-н})$  при  $u_{з-н} = \text{const}$ . Они показывают, что с увеличением  $u_{с-н}$  ток  $i_c$  сначала растет довольно

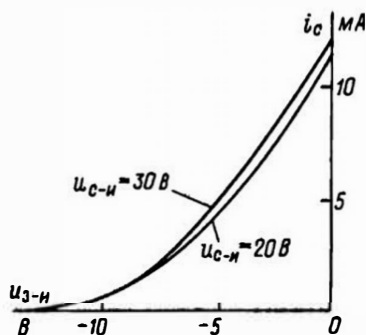


Рис. 7.3. Управляющие (стокзатворные) характеристики полевого транзистора с каналом  $n$ -типа

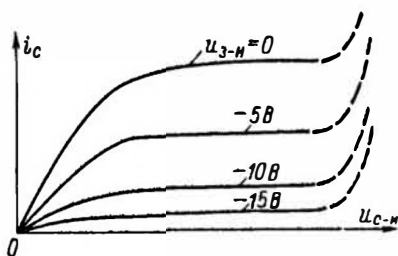


Рис. 7.4. Выходные (стоковые) характеристики полевого транзистора с каналом  $n$ -типа

быстро, а затем это нарастание замедляется и почти совсем прекращается, т. е. наступает явление, напоминающее насыщение. Это объясняется тем, что при повышении  $u_{c-н}$  ток должен увеличиваться, но так как одновременно повышается обратное напряжение на  $n$ - $p$ -переходе, то запирающий слой расширяется, канал сужается, т. е. его сопротивление возрастает, и за счет этого ток  $i_c$  должен уменьшиться. Таким образом, имеют место два взаимно противоположных воздействия на ток, который в результате остается почти постоянным.

При подаче большего по абсолютному значению отрицательного напряжения на затвор ток  $i_c$  уменьшается и характеристика проходит ниже.

Повышение напряжения стока в конце концов приводит к электрическому пробоя  $n$ - $p$ -перехода, и ток стока начинает лавинообразно нарастать, что показано на рисунке штриховыми линиями. Напряжение пробоя является одним из предельных параметров полевого транзистора.

Работа транзистора обычно происходит на пологих участках характеристик, т. е. в области, которую часто не совсем удачно называют *областью насыщения*. Напряжение, при котором начинается эта область, иногда называют *напряжением насыщения*, а запирающее напряжение затвора иначе еще называется *напряжением отсечки*.

Следует отметить, что для транзисторов с каналом  $p$ -типа полярности питающих напряжений противоположны тем, какие показаны на рис. 7.1, 7.3 и 7.4 для транзисторов с каналом  $n$ -типа.

Полевой транзистор характеризуется следующими параметрами. Основным параметр — крутизна  $S$ , аналогичная параметру  $y_{21}$  биполярных транзисторов. Крутизна определяется по формуле

$$S = y_{21} = \Delta i_c / \Delta u_{з-н} \text{ при } u_{c-н} = \text{const} \quad (7.1)$$

и может быть до нескольких миллиампер на вольт.

Крутизна характеризует управляющее действие затвора. Например,  $S = 3 \text{ мА/В}$  означает, что изменение напряжения затвора на 1 В создает изменение тока стока на 3 мА.

Второй параметр — *внутреннее (выходное) сопротивление*  $R_i$ , аналогичное величине  $1/y_{22}$  для биполярного транзистора. Этот параметр представляет собой сопротивление транзистора между стоком и истоком (сопротивление канала) для переменного тока и выражается формулой

$$R_i = 1/y_{22} = \Delta u_{c-н} / \Delta i_c \text{ при } u_{з-н} = \text{const}. \quad (7.2)$$

На пологих участках выходных характеристик значение  $R_i$  достигает сотен килоом и оказывается во много раз больше сопротивления транзистора постоянному току  $R_0$ .

Иногда пользуются еще третьим параметром — *коэффициентом усиления*  $\mu$ , который показывает, во сколько раз сильнее действует на ток стока изменение напряжения затвора, нежели изменение напряжения стока. Коэффициент усиления определяется формулой

$$\mu = -\Delta u_{c-н} / \Delta u_{з-н} \text{ при } i_c = \text{const}, \quad (7.3)$$

т. е. выражается отношением таких изменений  $\Delta u_{c-н}$  и  $\Delta u_{з-н}$ , которые компенсируют друг друга по действию на ток  $i_c$ , в результате чего этот ток остается постоянным. Так как для подобной компенсации  $\Delta u_{c-н}$  и  $\Delta u_{з-н}$  должны иметь разные знаки (например, увеличение  $u_{c-н}$  должно компенсироваться уменьшением  $u_{з-н}$ ), то в правой части формулы (7.3) стоит знак «минус». Иначе, можно вместо этого взять абсолютное значение правой части. Коэффициент усиления связан с параметрами  $S$  и  $R_i$  простой зависимостью

$$\mu = SR_i. \quad (7.4)$$

Для пологих участков выходных характеристик  $\mu$  достигает сотен и даже тысяч. В начальной области этих характеристик, когда они идут круто (при малых  $u_{c-и}$ ), значения всех трех параметров уменьшаются. Параметры  $S$  и  $R_i$  для заданного режима можно определять из выходных характеристик по методу двух точек, подобно тому как это делалось для биполярных транзисторов (см. гл. 5), а  $\mu$  надо вычислять по формуле (7.4).

Входное сопротивление полевого транзистора определяется, как обычно, по формуле

$$R_{вх} = \Delta u_{з-и} / \Delta i_z \text{ при } u_{c-и} = \text{const.} \quad (7.5)$$

Поскольку ток  $i_z$  — обратный ток  $n$ — $p$ -перехода, а значит, очень мал, то  $R_{вх}$  достигает единиц и десятков мегаом. Полевой транзистор имеет также входную емкость между затвором и истоком  $C_{з-и}$ , которая является барьерной емкостью  $n$ — $p$ -перехода и составляет единицы пикофард у диффузионных транзисторов и десятки пикофард у сплавных. Меньшие значения имеет проходная емкость между затвором и стоком  $C_{з-с}$ , а самой малой является выходная емкость между истоком и стоком  $C_{с-и}$ .

Схемы включения полевых транзисторов. Подобно биполярным транзисторам полевой транзистор можно включить по одной из трех основных схем. На рис. 7.1 была показана наиболее часто применяемая схема включения с общим истоком (ОИ), аналогичная схеме с общим эмиттером. Каскад с общим истоком дает очень большое усиление тока и мощности и переворачивает фазу напряжения при усилении. Поскольку обычно  $R_n \ll R_i$ , то коэффициент усиления каскада по напряжению можно подсчитать по формуле

$$k \approx SR_n. \quad (7.6)$$

которая аналогична формуле (6.4) для каскада с общим эмиттером.

На рис. 7.5 показана эквивалентная схема (схема замещения) полевого транзистора для включения его с общим

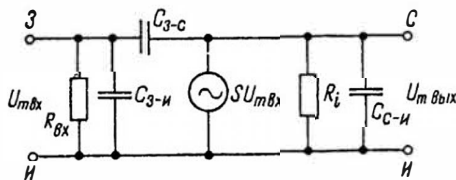


Рис. 7.5. Эквивалентная схема полевого транзистора

истоком. Поскольку  $R_{вх}$  очень велико, то его можно не учитывать. Для низких частот во многих случаях можно исключить из схемы емкости. Генератор тока  $SU_{mвх}$  отражает усиление, даваемое транзистором, а сопротивление  $R_i$  представляет собой сопротивление канала переменному току, т. е. выходное сопротивление. К входным зажимам подключается источник колебаний, а к выходным — нагрузка.

В практических усилительных каскадах обычно применяется питание от одного источника  $E_2$ , как это показано на рис. 7.6 для транзистора с  $n$ -каналом. Для получения постоянного обратного напряжения на управляющем  $n$ — $p$ -переходе в провод истока включается резистор  $R_n$ , зашунтированный конденсатором  $C_n$ . Постоянный ток стока  $I_{c0}$  создает на резисторе  $R_n$  напряжение  $U_{з-и0} = I_{c0}R_n$ , которое через источник колебаний ИК подается на  $n$ — $p$ -переход. Сопротивление  $R_n$  рассчитывается по формуле  $R_n = U_{з-и0} / I_{c0}$ . Величины  $U_{з-и0}$  и  $I_{c0}$  могут быть определены для выбранного режима работы из выходных характеристик. Через конденсатор  $C_n$  проходит переменная составляющая то-

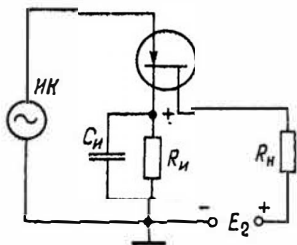


Рис. 7.6. Питание полевого транзистора от одного источника

ка стока. Емкость  $C_H$  должна быть такой, чтобы емкостное сопротивление для низшей частоты  $f_H$  было во много раз меньше  $R_H$ . Тогда на емкости  $C_H$  будет небольшое переменное напряжение. Если конденсатора  $C_H$  нет или его емкость недостаточна, то на  $R_H$  получается значительное переменное напряжение. Оно будет подаваться на вход транзистора в противофазе с входным напряжением  $u_{вх}$  (отрицательная обратная связь). Результирующее переменное напряжение на входе транзистора станет меньше, и коэффициент усиления снизится.

Следует заметить, что иногда такая отрицательная обратная связь применяется для улучшения работы усилителя (уменьшения искажений, повышения устойчивости коэффициента усиления).

Схема на рис. 7.6, называемая часто схемой с автоматическим напряжением смещения  $U_{з-и0}$   $n-p$ -перехода, непригодна для запирающего транзистора. Действительно, напряжение смещения  $U_{з-и}$  получается за счет тока стока  $I_{c0}$ , но у запертого транзистора этот ток равен нулю. Если нужно запереть транзистор при отсутствии входного напряжения  $u_{вх}$ , то применяют схему, представленную на рис. 7.7. В ней напряжение источника  $E_2$  подано на делитель  $R_1R_2$  и постоянное напряжение на резисторе  $R_1$  является запирающим напряжением смещения  $U_{з-и0}$ . Сопротивление  $R_1$  определяется по формуле  $R_1 = U_{з-и0}/I_d$ , где  $I_d$  — ток делителя, который выбирается сравнительно небольшим, чтобы на де-

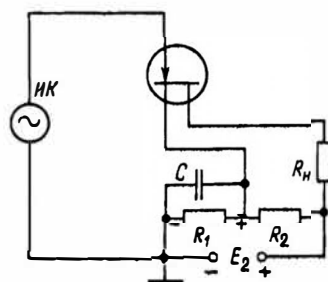


Рис. 7.7. Схема питания, позволяющая запереть транзистор

лителе не было значительной потери мощности источника  $E_2$ . Но вместе с тем ток  $I_d$  должен быть в несколько раз больше тока  $I_{c0}$ , получающегося при подаче входного напряжения  $U_{вх}$ . Конденсатор  $C$  выполняет ту же роль, что и в предыдущей схеме.

Иногда источник колебаний ИК помимо переменного дает постоянное напряжение, которое не должно попадать на вход транзистора. В этом случае переменное входное напряжение подают через разделительный конденсатор  $C_p$  (рис. 7.8), а напряжение смещения  $U_{з-и0}$  — через резистор  $R_3$ , который должен иметь

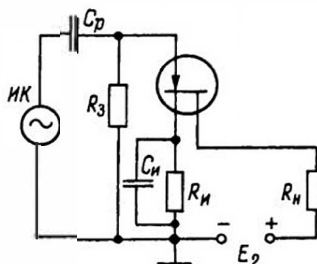


Рис. 7.8. Поддача входного напряжения через разделительный конденсатор

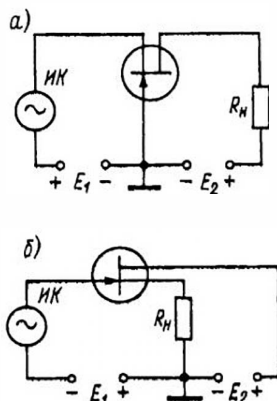


Рис. 7.9. Схемы включения полевого транзистора с общим затвором (а) и с общим стоком (б)

большое сопротивление, чтобы не снижалось входное сопротивление каскада.

На рис. 7.9 показано включение полевого транзистора с каналом  $n$ -типа по схеме с общим затвором (ОЗ) и с

общим стоком (ОС). Схема с общим затвором аналогична схеме с общей базой. Она не дает усиления тока, и поэтому усиление мощности в ней во много раз меньше, чем в схеме ОИ. Входное сопротивление данной схемы мало, так как входным током является ток стока. Фаза напряжения при усилении не переворачивается. Каскад по схеме ОС подобен эмиттерному повторителю и может быть назван *истоковым повторителем*. Коэффициент усиления каскада по напряжению близок к единице. Выходное напряжение по значению и фазе повторяет входное. Для такого каскада характерно сравнительно небольшое выходное сопротивление и повышенное входное. Кроме того, значительно уменьшается входная емкость, что способствует увеличению входного сопротивления на высоких частотах.

Усилительные каскады с полевым транзистором, включенным по схеме ОЗ или ОС, могут питаться от одного источника. На рис. 7.10 показаны схемы питания для включения транзистора с общим затвором. В схеме на рис. 7.10, а постоянный ток стока создает на резисторе  $R$  падение напряжения  $U_{з-и0} = I_{с0}R$ , которое подается на затвор. Если нужно, чтобы при отсутствии сигнала транзистор был заперт, то применяют схему, приведенную на рис. 7.10, б, с делителем напряжения  $R_1, R_2$ . В ней запирающее напряжение создается на резисторе  $R_1$  от протекания по нему тока делителя  $I_d$ . Это напряжение равно  $U_{з-и0} = I_d R_1$ . При отпирании транзистора к току делителя добавляется еще ток стока и напряже-

ние на затворе возрастает. В обеих схемах конденсатор  $C$  служит для сглаживания пульсаций.

Схема с общим истоком и питанием от одного источника дана на рис. 7.11. На затвор подается постоянное отрицательное напряжение  $U_{з-и0} = I_{с0}R_n$  с резистора нагрузки  $R_n$ . Если это напряжение слишком большое, то его уменьшают, подавая дополнительно на затвор некоторое положительное напряжение, например, с делителя напряжения, как это показано на рис. 7.12. В этом случае на затвор подается напряжение  $U_{з-и0} =$

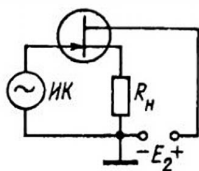


Рис. 7.11. Питание схемы ОИ от одного источника

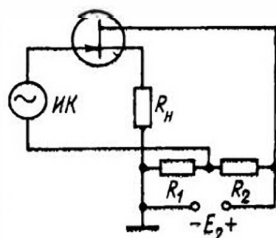


Рис. 7.12. Питание схемы ОИ от одного источника с делителем напряжения

$= I_{с0}R_n - I_d R_1$ . Возможны и другие схемы питания полевого транзистора от одного источника.

Помимо высокого входного сопротивления полевые транзисторы имеют ряд преимуществ по сравнению с биполярными. Так как в полевом транзисторе ток  $i_c$  вызван перемещением основных носителей, концентрация которых определяется преимущественно количеством примеси и поэтому мало зависит от температуры, то полевые транзисторы более температуростабильны, т. е. меньше изменяют свои характеристики и параметры при изменении тем-

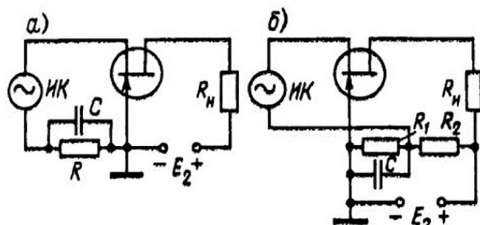


Рис. 7.10. Питание схемы ОЗ от одного источника



пературы. Они могут хорошо работать в более широком интервале температур. При повышении температуры наблюдается только значительное увеличение тока затвора (тока неосновных носителей), но все же он остается достаточно малым, и поэтому входное сопротивление сохраняет высокие значения. Полевой транзистор создает меньшие шумы и обладает более высокой стойкостью к воздействию ионизирующего излучения. По радиационной стойкости эти транзисторы приближаются к электронным лампам. Недостаток многих полевых транзисторов — сравнительно невысокая крутизна.

Как правило, выпускаются кремниевые полевые транзисторы. Кремний применяется потому, что ток затвора, т. е. обратный ток  $n-p$ -перехода, получается во много раз меньше, чем у германия. При температуре  $20^\circ\text{C}$  постоянный ток затвора может составлять всего лишь  $1\text{ нА}$ , т. е.  $10^{-9}\text{ А}$ .

## 7.2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

Дальнейшим развитием полевых транзисторов являются *транзисторы с изолированным затвором*. У них металлический затвор отделен от полупроводникового канала тонким слоем диэлектрика. Иначе эти приборы называют *МДП-транзисторами* (от слов «металл — диэлектрик — полупроводник») или *МОП-транзисторами* (от слов «металл — оксид — полупроводник»), так как диэлектриком обычно служит слой диоксида кремния  $\text{SiO}_2$ .

На рис. 7.13 показаны принцип устройства полевого транзистора с изолированным затвором и его условное графическое обозначение. Основанием служит кремниевая пластинка с электропроводностью типа  $p$ . В ней созданы две области с электропроводностью  $n^+$ -типа с повышенной проводимостью. Эти области являются истоком и стоком. От них сделаны выводы. Между истоком и стоком имеется тонкий припо-

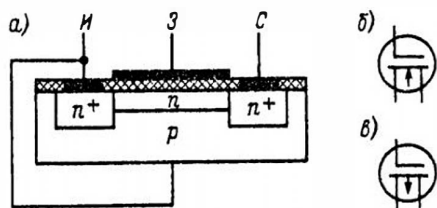


Рис. 7.13. Принцип устройства МДП-транзистора с собственным каналом  $n$ -типа (а) и условное графическое обозначение МДП-транзисторов с каналами  $n$ -типа (б) и  $p$ -типа (в)

верхностный канал с электропроводностью  $n$ -типа. Длина канала от истока до стока обычно единицы микрометров, а его ширина — сотни микрометров и более, в зависимости от рабочего тока транзистора. Толщина диэлектрического слоя диоксида кремния (показан штриховкой)  $0,1-0,2\text{ мкм}$ . Сверху диэлектрического слоя расположен затвор в виде тонкой металлической пленки. Кристалл МДП-транзистора обычно соединен с истоком, и его потенциал принимается за нулевой — так же, как и потенциал истока. Иногда от кристалла бывает сделан отдельный вывод. Прибор с такой структурой называют *транзистором с собственным (или встроенным) каналом*, и работает он следующим образом.

Если при нулевом напряжении затвора приложить между стоком и истоком напряжение, то через канал потечет ток, представляющий собой поток электронов. Через кристалл ток не пойдет, так как один из  $p-n$ -переходов находится под обратным напряжением. При подаче на затвор напряжения, отрицательного относительно истока, а следовательно, и относительно кристалла, в канале создается поперечное электрическое поле, под влиянием которого электроны проводимости выталкиваются из канала в области истока и стока и в кристалл. Канал обедняется электронами, сопротивление его увеличивается, и ток стока уменьшается. Чем больше отрицательное напряжение затвора, тем меньше этот ток. Такой режим транзистора называют *режимом обеднения*.

Если же на затвор подать положительное напряжение, то под действием

поля, созданного этим напряжением, из областей истока и стока, а также из кристалла в канал будут приходить электроны; проводимость канала при этом увеличивается и ток стока возрастает. Этот режим называют *режимом обогащения*.

Рассмотренный транзистор с собственным каналом, таким образом, может работать как в режиме обеднения, так и в режиме обогащения. Это наглядно показывают его выходные (сток-овые) характеристики, изображенные на рис. 7.14, и характеристика управления на рис. 7.15. Как видно, выходные характеристики МДП-транзистора подобны выходным характеристикам полевого транзистора с управляющим  $n$ - $p$ -переходом. Это объясняется тем, что при возрастании напряжения  $u_{c-n}$  от нуля сначала действует закон Ома и ток растет приблизительно пропорционально напряжению, а затем, при некотором напряжении  $u_{c-n}$ , канал начинает

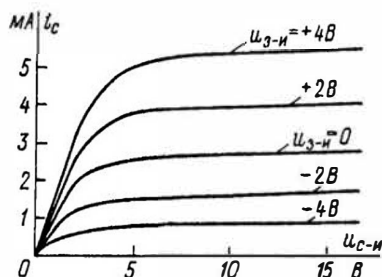


Рис. 7.14. Выходные характеристики МДП-транзистора с собственным каналом  $n$ -типа

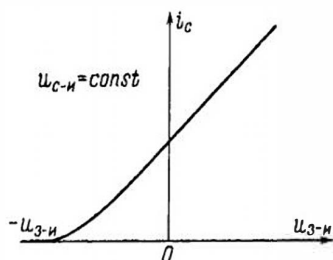


Рис. 7.15. Характеристика управления МДП-транзистора с собственным каналом  $n$ -типа

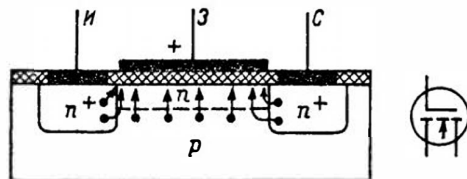


Рис. 7.16. Принцип устройства и условное графическое обозначение транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа

сужаться, особенно около стока. Так как на  $n$ - $p$ -переходе между каналом и кристаллом возрастает обратное напряжение, область этого перехода, обедненная носителями, расширяется и сопротивление канала увеличивается. Таким образом, ток стока испытывает два взаимно противоположных влияния: от увеличения  $u_{c-n}$  ток должен возрастать по закону Ома, но от увеличения сопротивления канала ток уменьшается. В результате ток остается почти постоянным до такого напряжения  $u_{c-n}$ , при котором наступает электрический пробой на кристалл.

В том случае, если кристалл имеет электропроводность  $n$ -типа, канал должен быть  $p$ -типа и полярность напряжений надо изменить на противоположную. Транзистор со встроенным каналом  $p$ -типа на схемах изображают так, как показано на рис. 7.13, в.

Другим типом является транзистор с индуцированным (*инверсным*) каналом (рис. 7.16). От предыдущего он отличается тем, что канал возникает только при подаче на затвор напряжения определенной полярности. При отсутствии этого напряжения канала нет, между истоком и стоком  $n^+$ -типа расположен только кристалл  $p$ -типа и на одном из  $p$ - $n^+$ -переходов получается обратное напряжение. В этом состоянии сопротивление между истоком и стоком очень велико, т. е. транзистор заперт. Но если подать на затвор положительное напряжение, то под влиянием поля затвора электроны проводимости будут перемещаться из областей истока и стока и из  $p$ -области по направлению к затвору. Когда напряжение затвора превысит некоторое отпирающее, или пороговое,

значение (единицы вольт), то в приповерхностном слое концентрация электронов настолько увеличится, что превысит концентрацию дырок, и в этом слое произойдет так называемая *инверсия* типа электропроводности, т. е. образуется тонкий канал *n*-типа и транзистор начнет проводить ток. Чем больше положительное напряжение затвора, тем больше проводимость канала и ток стока. Таким образом, подобный транзистор может работать только в режиме обогащения, что видно из его выходных характеристик (рис. 7.17) и характеристики управления (рис. 7.18). Если подложка *n*-типа, то получится индуцированный канал *p*-типа.

Параметры МДП-транзисторов аналогичны параметрам полевых транзисторов с *n-p*-переходом.

Коэффициент усиления каскада с МДП-транзистором вычисляется по формуле (7.6). Графоаналитический расчет усиления для каскадов с полевыми транзисторами делают с помощью семейства выходных характеристик аналогично тому, как это было рассмотрено для биполярных транзисторов (см. § 6.1). Проводят линию нагрузки, на которую наносят рабочую точку, определенную постоянным напряжением затвора, и отмечают рабочий участок, соответствующий заданному входному напряжению. После этого определяют постоянный и переменный ток стока, постоянное и переменное напряжение в цепи стока, мощность и КПД (для маломощных каскадов мощность и КПД несут существенны). Так же рассчитывается

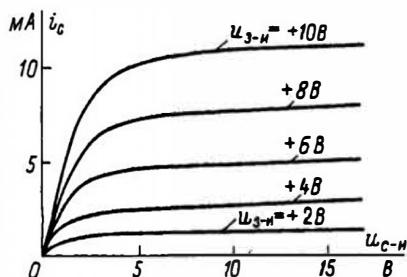


Рис. 7.17. Выходные характеристики транзистора с индуцированным каналом *n*-типа

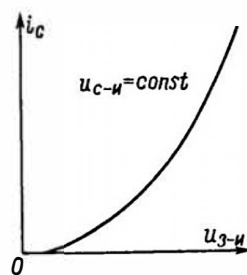


Рис. 7.18. Характеристика управления транзистора с индуцированным каналом *n*-типа

импульсный режим полевых транзисторов (см. § 6.4).

Транзисторы с изолированным затвором имеют преимущества в отношении температурных, шумовых, радиационных и других свойств, отмеченных для полевых транзисторов с *n-p*-переходом, и, кроме того, обладают еще рядом достоинств. Сопротивление изоляции затвора у них представляет собой входное сопротивление постоянному току на низких частотах и достигает  $10^{12} - 10^{15}$  Ом. Важно, что входное сопротивление остается большим при любой полярности напряжения затвора (у полевых транзисторов с *p-n*-переходом при прямом напряжении на затворе входное сопротивление становится очень малым). Входная емкость может быть меньше 1 пФ, и предельная частота доходит до сотен мегагерц. Разработаны мощные (до десятков ватт) транзисторы с изолированным затвором, имеющие крутизну 10 мА/В и больше и работающие на частотах до сотен мегагерц. Транзисторы с изолированным затвором могут применяться во всех схемах, рассмотренных выше (ОИ, ОЗ и ОС). Следует отметить, что изготовление полевых транзисторов по планарно-эпителиальной технологии сравнительно несложно и упрощает создание микросхем. Особенно просто изготавливаются МДП-транзисторы с индуцированным каналом, так как в кристалле надо сделать лишь две области — истока и стока.

Для запоминающих устройств созданы МДП-транзисторы с диэлектриком,

состоящим из двух слоев. Поверх диоксида кремния нанесен еще слой нитрида кремния  $\text{Si}_3\text{N}_4$  или оксида алюминия (алунда). Такие транзисторы получили соответственно названия *МНОП-* и *МАОП-транзисторов*. Нитрид кремния и алунд обладают очень высоким сопротивлением, во много раз большим, нежели диоксид кремния. При подаче на затвор импульса положительного или отрицательного напряжения на границе между диэлектриками образуется соответственно отрицательный или положительный заряд. Такой заряд влияет на пороговое напряжение, т. е. напряжение, при котором возникает инверсный канал. Следовательно, транзистор может быть в одном из двух состояний, соответствующих разным значениям порогового напряжения. Каждое из этих состояний может сохраняться очень долго даже при выключенном питании.

Один из способов повышения граничной частоты МДП-транзисторов — укорочение канала для уменьшения времени пробега носителей от истока к стоку. В транзисторах типа Д-МДП, изготовляемых методом двойной диффузии, канал образуется по толщине тонкого слоя полупроводника. Длина канала получается 1 мкм и менее, а граничная частота может быть 30 ГГц

и более.

У транзистора типа V-МДП в кремниевой структуре  $n-p-n$  протравливается V-образная канавка, на поверхности которой создается пленка диоксида и металлизация для затвора. Как и в транзисторе Д-МДП, длина канала определяется толщиной тонкого  $p$ -слоя в 1 мкм, расположенного в глубине кристалла.

Разновидность полевых транзисторов — *транзисторы с двумя затворами*. Они предназначены для двойного управления током стока, что используется при преобразовании частоты. Выпускаются также *двойные полевые транзисторы*, у которых в одном корпусе размещены два транзистора с самостоятельными выводами.

При работе с МДП-транзисторами следует принимать меры предосторожности для предотвращения пробоя тонкого слоя диэлектрика между затвором и каналом под действием статических электрических зарядов, которые могут возникнуть на изолированном затворе. Необходимо, чтобы при транспортировке и монтаже электроды у транзисторов были замкнуты накоротко. Эти замыкающие проводнички удаляют только по окончании монтажа, когда выводы транзистора уже впаяны в схему.

## ГЛАВА ВОСЬМАЯ

# СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

## 8.1. ТИРИСТОРЫ

Тиристоры являются переключающими приборами. Их название происходит от греческого слова *thyra* (тира), означающего «дверь», «вход».

Структура *диодного тиристора* (ди-*нистора*)  $n-p-n-p$  показана на рис. 8.1, а. Как видно, он имеет три  $n-p$ -перехода, причем два из них ( $\Pi_1$  и  $\Pi_3$ ) работают в прямом направлении, а средний переход  $\Pi_2$  — в обратном

направлении. Крайнюю область  $p$  называют анодом, а крайнюю область  $n$  — катодом. Тиристор можно представить в виде эквивалентной схемы (модели), состоящей из двух транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  типа  $n-p-n$  и  $p-n-p$ , соединенных так, как показано на рис. 8.1, б. Получается, что переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  являются эмиттерными переходами этих транзисторов, а переход  $\Pi_2$  работает в обоих транзисторах в качестве коллекторного перехода. Область базы  $B_1$  транзистора  $T_1$

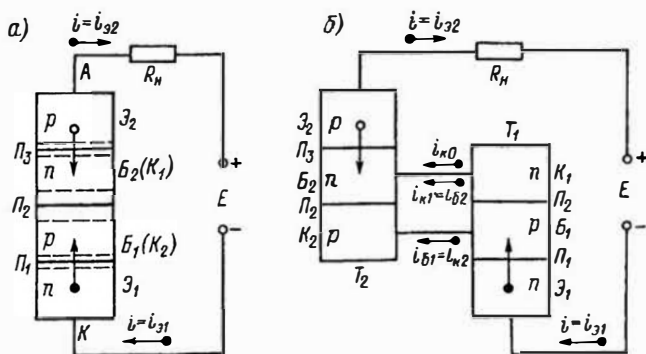


Рис. 8.1. Структура диодного тиристора (а) и его эквивалентная схема в виде двух транзисторов (б)

одновременно является коллекторной областью  $K_2$  транзистора  $T_2$ , а область базы  $B_2$  транзистора  $T_2$  одновременно служит коллекторной областью  $K_1$  транзистора  $T_1$ . Соответственно этому коллекторный ток первого транзистора  $i_{K1}$  является током базы второго транзистора  $i_{B2}$ , а ток коллектора второго транзистора  $i_{K2}$  представляет собой ток базы первого транзистора. Эксперимент со схемой из двух транзисторов подтвердил, что по своим свойствам эта схема совпадает с диодным тиристором.

Как правило, тиристоры делают из кремния, причем эмиттерные переходы могут быть сплавными, а коллекторный переход изготовляют методом диффузии. Применяется также планарная технология. Концентрация примеси в базовых (средних) областях значительно меньше, нежели в эмиттерных (крайних) областях.

Физические процессы в тиристоре можно представить себе следующим образом. Если бы был только один переход  $\Pi_2$ , работающий при обратном напряжении, то существовал бы лишь небольшой обратный ток, вызванный перемещением через переход неосновных носителей, которых мало. Но, как известно, в транзисторе может быть получен большой коллекторный ток, являющийся тем не менее обратным током коллекторного перехода, если в базу транзистора со стороны эмиттерного перехода инжектируются в большом количестве неосновные носители. Чем

больше прямое напряжение на эмиттерном переходе, тем больше этих носителей приходит к коллекторному переходу, тем больше становится ток коллектора. Напряжение на коллекторном переходе, наоборот, становится меньше, так как при большем токе уменьшается сопротивление коллекторного перехода и возрастает падение напряжения на нагрузке, включенной в цепь коллектора. Так, например, в схемах переключения транзистор переводится в открытое состояние (в режим насыщения) путем подачи на его эмиттерный переход соответствующего прямого напряжения. При этом ток коллектора достигает максимального значения, а напряжение между коллектором и базой снижается до десятых долей вольта.

Нечто подобное получается и в тиристоре. Через переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$ , работающие в прямом направлении, в области, примыкающие к переходу  $\Pi_2$ , инжектируются неосновные носители, которые уменьшают сопротивление перехода  $\Pi_2$ .

Вольт-амперная характеристика тиристора, представленная на рис. 8.2, показывает, что происходит в тиристоре при повышении приложенного к нему напряжения. Сначала ток невелик и растет медленно, что соответствует участку  $OA$  характеристики. В этом режиме тиристор можно считать закрытым («запертым»). На сопротивление коллекторного перехода  $\Pi_2$  влияют два взаимно противоположных процесса. С одной

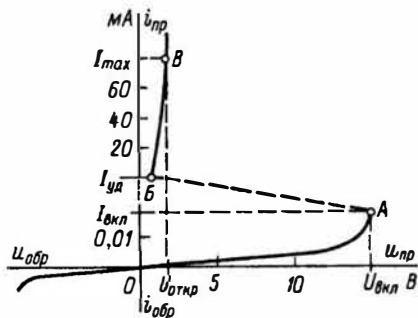


Рис. 8.2. Вольт-амперная характеристика диодного тиристора

стороны, повышение обратного напряжения на этом переходе увеличивает его сопротивление, так как под влиянием обратного напряжения основные носители уходят в разные стороны от границы, т.е. переход  $P_2$  все больше обедняется основными носителями. Но, с другой стороны, повышение прямых напряжений на эмиттерных переходах  $P_1$  и  $P_3$  усиливает инжекцию носителей, которые подходят к переходу  $P_2$ , обогащая его и уменьшают его сопротивление. До точки  $A$  перевес имеет первый процесс и сопротивление растет, но все медленнее и медленнее, так как постепенно усиливается второй процесс.

Около точки  $A$  при некотором напряжении (десятки или сотни вольт), называемом напряжением включения  $U_{вкл}$ , влияние обоих процессов уравнивается, а затем даже ничтожно малое повышение подводимого напряжения создает перевес второго процесса и сопротивление перехода  $P_2$  начинает уменьшаться. Тогда возникает лавинообразный процесс быстрого отпирания тиристора. Этот процесс объясняется следующим образом.

Ток резко, скачком, возрастает (участок  $AB$  на характеристике), так как увеличение напряжения на  $P_1$  и  $P_3$  уменьшает сопротивление  $P_2$  и напряжение на нем, за счет чего еще больше возрастают напряжения на  $P_1$  и  $P_3$ , а это, в свою очередь, приводит к еще большему возрастанию тока, уменьшению сопротивления  $P_2$  и т.д. В результате такого процесса устанавливается

режим, напоминающий режим насыщения транзистора: большой ток при малом напряжении (участок  $BB$ ). Ток в этом режиме, когда прибор открыт («отперт»), определяется главным образом сопротивлением нагрузки  $R_n$ , включенной последовательно с прибором. За счет возникшего большого тока почти все напряжение источника питания падает на нагрузку  $R_n$ .

В открытом состоянии вследствие накопления больших зарядов около перехода  $P_2$  напряжение на нем прямое, что, как известно, характерно для коллекторного перехода в режиме насыщения. Поэтому полное напряжение на тиристоре складывается из трех небольших прямых напряжений на переходах и четырех также небольших падений напряжений в  $n$ - и  $p$ -областях. Так как каждое из этих напряжений составляет доли вольта, то общее напряжение на открытом тиристоре обычно не превышает нескольких вольт и, следовательно, тиристор в этом состоянии имеет малое сопротивление.

Процесс скачкообразного переключения тиристора из закрытого состояния в открытое можно еще весьма просто объяснить математически. Из рассмотрения эквивалентной схемы на рис. 8.1 видно, что ток тиристора  $i$  является током первого эмиттера  $i_{i1}$  или током второго эмиттера  $i_{i2}$ . Иначе ток  $i$  можно рассматривать как сумму двух коллекторных токов  $i_{k1}$  и  $i_{k2}$ , равных соответственно  $\alpha_1 i_{i1}$  и  $\alpha_2 i_{i2}$ , где  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  — коэффициенты передачи эмиттерного тока транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Кроме того, в состав тока  $i$  входит еще начальный ток коллекторного перехода  $i_{k0}$ . Таким образом, можно написать  $i = \alpha_1 i_{i1} + \alpha_2 i_{i2} + i_{k0}$  или (учитывая, что  $i_{i1} = i_{i2} = i$ )

$$i = \alpha_1 i + \alpha_2 i + i_{k0}. \quad (8.1)$$

Решая это уравнение относительно  $i$ , находим

$$i = \frac{i_{k0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (8.2)$$

Проанализируем полученное выражение. При малых токах  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  значительно меньше единицы и сумма их

также меньше единицы. Тогда в соответствии с формулой (8.2) ток  $i$  получается сравнительно небольшим. С увеличением тока значения  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  растут, и это приводит к возрастанию тока  $i$ . При некотором токе, являющемся током включения  $I_{\text{вкл}}$ , сумма  $\alpha_1 + \alpha_2$  становится равной единице и ток  $i$  возрос бы до бесконечности, если бы его не ограничивало сопротивление нагрузки. Именно такое стремление тока  $i$  неограниченно возрастать указывает на скачкообразное нарастание тока, т. е. на отпирание тиристора.

Диодный тиристор характеризуется максимальным допустимым значением прямого тока  $I_{\text{max}}$  (точка В на рис. 8.2), при котором на приборе будет небольшое напряжение  $U_{\text{откр}}$ . Если же уменьшать ток через прибор, то при некотором значении тока, называемом удерживающим током  $I_{\text{уд}}$  (точка Б), ток резко уменьшается, а напряжение резко повышается, т. е. прибор переходит скачком обратно в закрытое состояние, соответствующее участку характеристики ОА. При обратном напряжении на тиристоре характеристика получается такой же, как для обратного тока обычных диодов, поскольку переходы  $P_1$  и  $P_2$  будут под обратным напряжением.

Характерными параметрами диодных тиристоров являются также время включения  $t_{\text{вкл}}$ , время выключения  $t_{\text{выкл}}$ , общая емкость  $C_{\text{общ}}$ , максимальные значения импульсного прямого тока  $I_{\text{имп max}}$  и обратного напряжения  $U_{\text{обр max}}$ . Время включения тиристоров обычно не более единиц микросекунд, а время выключения, связанное с рекомбинацией носителей, доходит до десятков микросекунд. Поэтому тиристоры могут работать только на сравнительно низких частотах.

Если от одной из базовых областей сделан вывод, то получается управляемый переключающий прибор, называемый *триодным тиристором* или *тринистом*. Подавая через этот вывод прямое напряжение на переход, работающий в прямом направлении, можно регулировать значение  $U_{\text{вкл}}$ . Чем больше ток через такой управляющий переход  $I_y$ , тем ниже  $U_{\text{вкл}}$ .

Эти основные свойства триодного тиристора наглядно отражаются его вольт-амперными характеристиками, приведенными на рис. 8.3 для различных токов управляющего электрода  $I_y$ . Чем больше этот ток, тем сильнее инжекция носителей от соответствующего эмиттера к среднему коллекторному переходу и тем меньшее требуется напряжение на тиристоре, для того чтобы начался процесс отпирания прибора. Наиболее высокое  $U_{\text{вкл}}$  получается при отсутствии тока управляющего электрода, когда триодный тиристор превращается в диодный. И наоборот, при значительном токе  $I_y$  характеристика триодного тиристора приближается к характеристике прямого тока обычного диода.

Простейшая схема включения триодного тиристора показана на рис. 8.4. На этой схеме дано условное графическое обозначение тиристора с выводом от  $p$ -области. Подобный тиристор называют *тиристором с управлением по катоду*, так как управляющим электродом является базовая область  $p$ , ближайшая к катодной области  $n$ . При подаче импульса прямого напряжения

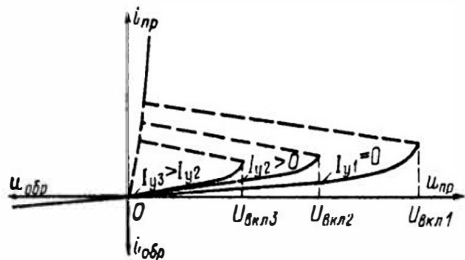


Рис. 8.3. Вольт-амперные характеристики триодного тиристора для разных управляющих токов

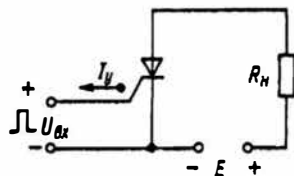


Рис. 8.4. Простейшая схема включения триодного тиристора с выводом от  $p$ -области

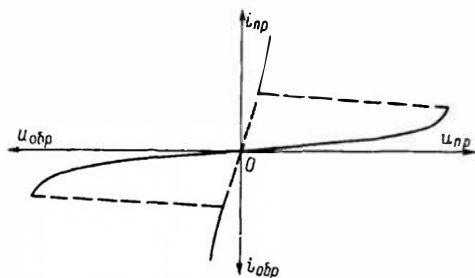


Рис. 8.5. Вольт-амперная характеристика симметричного тиристора

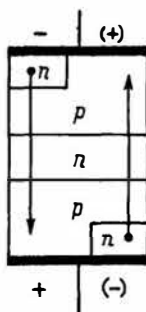


Рис. 8.6

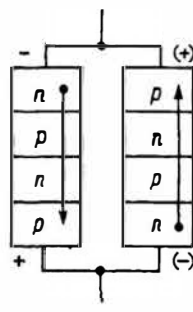


Рис. 8.7

Рис. 8.6. Структура симметричного тиристора

Рис. 8.7. Замена симметричного тиристора двумя диодными тиристорами

через вывод управляющего электрода на эмиттерный переход триодный тиристор отпирается, если, конечно, напряжения источника  $E$  достаточно.

Параметры у триодных тиристорov такие же, как у диодных. Добавляются лишь величины, характеризующие управляющую цепь.

Обычные триодные тиристоры не запираются с помощью управляющей цепи, и для запираания необходимо уменьшить ток в тиристоре до значения ниже  $I_{уд}$ . Однако разработаны и применяются так называемые *запираемые триодные тиристоры*, которые запираются при подаче через управляющий электрод короткого импульса обратного напряжения на эмиттерный переход. Разработаны также *симметричные тиристоры*, или *симисторы*, имеющие структуру  $n-p-n-p-n$  или  $p-n-p-n-p$ , которые отпираются при любой полярности напряжения и проводят ток в оба направления (рис. 8.5).

На рис. 8.6 изображена структура симметричного тиристора. Из этого рисунка видно, что при полярности напряжения, показанной знаками «+» и «-» без скобок, работает левая половина прибора (направление движения электронов обозначено стрелками). При обратной полярности, показанной знаками в скобках, ток идет в обратном направлении через правую половину прибора. Роль симметричного тиристора могут выполнить два диодных тиристора, включенные параллельно (рис. 8.7). Управляемые симметричные тиристоры имеют выводы от соответствующих базовых областей.

Условные графические обозначения различных тиристорov приведены на рис. 8.8.

Триодные тиристоры нашли очень широкое применение в различных схемах радиоэлектроники, автоматики, промышленной электроники. Пример использования триодного (или диодного) тиристора в простейшей схеме генератора импульсного пилообразного напряжения дан на рис. 8.9. От источника  $E$  через резистор  $R$  сравнительно медленно заряжается конденсатор  $C$ . Пока напряжение  $u_C$  на конденсаторе невелико, триодный тиристор находится в запертом состоянии. Но когда  $u_C$  станет равно напряжению включения  $U_{вкл}$ , тиристор отпирается и конденсатор быстро разряжается через него, так как в открытом состоянии тиристор имеет малое сопротивление. В конце разряда конденсатора ток через тиристор снижается до значения удерживающего тока и тиристор запирается. После этого снова повторяется заряд конденсатора, затем его разряд через тиристор и т. д. График напряжения, получаемого на конденсаторе, показан на том же рис. 8.9. Ограничительный резистор  $R_{огр}$  включен для того, чтобы ток в тиристоре не превысил максимального значения. Чем больше  $R$  и  $C$ , тем медленнее происходит заряд и тем ниже частота получаемого напряжения. Его амплитуда определяется значением  $U_{вкл}$  и может регулироваться изменением напряжения управляющего электрода  $U_y$ . Обычно в



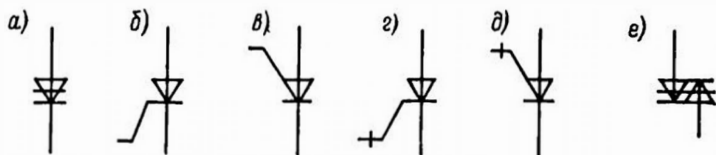


Рис. 8.8. Условные графические обозначения тиристоры: а — диодный тиристор; б и в — незапираемые триодные тиристоры с выводом от  $p$ - и от  $n$ -области; г и д — запираемые триодные тиристоры с выводом от  $p$ - и от  $n$ -области; е — симметричный тиристор

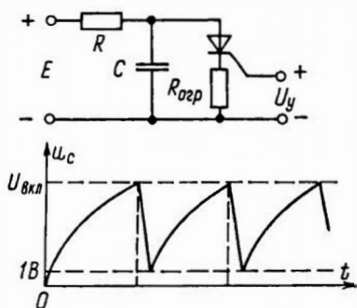


Рис. 8.9. Генератор пилообразного напряжения с тиристором

цепь управления также включают резистор для ограничения тока.

В рассмотренном генераторе форма пилообразного напряжения для многих случаев неудовлетворительна, так как нарастание напряжения происходит по экспоненте. Чтобы получить линейное нарастание напряжения, надо сделать ток заряда конденсатора постоянным. Для этого вместо резистора  $R$  можно включить транзистор по схеме с общей базой, а тогда, как известно, при изменении напряжения  $u_{к-б}$  ток коллектора почти не изменяется.

Представляет интерес применение триодных тиристоры в генераторах синусоидальных колебаний. В таких генераторах тиристор работает как ключ и подключает с нужной частотой источник питания к колебательному контуру. Поэтому колебания в этом контуре становятся незатухающими, а сам тиристор управляется напряжением от колебательного контура. Тиристорные генераторы обладают высоким КПД, так как в самом тиристоре потери незначительны. Но вследствие инерционности процессов включения и особенно выключе-

чения тиристора подобные генераторы могут работать только на сравнительно низких частотах. Поскольку тиристоры выпускаются на большие токи, то тиристорные генераторы можно построить на значительно большие мощности, нежели генераторы с транзисторами.

Помимо рассмотренных существуют еще диодные и триодные тиристоры, проводящие в обратном направлении. Структура их такова, что с электродами тиристора имеют контакт не только крайние эмиттерные области, но и средние базовые. Поэтому при подаче обратного напряжения между электродами действует только одно прямое напряжение среднего перехода, т.е. тиристор будет в открытом состоянии.

## 8.2. ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Предложенный в 1958 г. японским ученым Л. Ёсаки туннельный диод изготовляется из германия или арсенида галлия с высокой концентрацией примесей ( $10^{19} - 10^{20} \text{ см}^{-3}$ ), т.е. с очень малым удельным сопротивлением, в сотни или тысячи раз меньшим, чем в обычных диодах. Такие полупроводники с малым сопротивлением называют *вырожденными*. Электронно-дырочный переход в вырожденном полупроводнике получается в десятки раз тоньше ( $10^{-6} \text{ см}$ ), чем в обычных диодах, а потенциальный барьер примерно в два раза выше. В обычных полупроводниковых диодах высота потенциального барьера равна примерно половине ширины запрещенной зоны, а в туннельных диодах она несколько больше этой ширины. Вследствие малой толщины перехода напряженность поля в нем даже при отсут-

ствии внешнего напряжения достигает  $10^6$  В/см.

В туннельном диоде, как и в обычном, происходит диффузионное перемещение носителей через электронно-дырочный переход и обратный их дрейф под действием поля. Но кроме этих процессов основную роль играет *туннельный эффект*. Он состоит в том, что согласно законам квантовой физики при достаточно малой высоте потенциального барьера возможно проникновение электронов через барьер без изменения их энергии. Такой туннельный переход электронов с энергией, меньшей высоты потенциального барьера (в электрон-вольтах), совершается в обоих направлениях, но только при условии, что по другую сторону барьера для туннелирующих электронов имеются свободные уровни энергии. Подобный эффект невозможен с точки зрения классической физики (в которой электрон рассматривается как частица материи с отрицательным зарядом), но оказывается вполне реальным в явлениях микромира, подчиняющихся законам квантовой механики, согласно которым электрон имеет двойственную природу: с одной стороны, он является частицей, а с другой стороны, он может проявлять себя как электромагнитная волна. Но электромагнитная волна может проходить через потенциальный барьер, т. е. через область электрического поля, не взаимодействуя с этим полем.

Процессы в туннельном диоде удобно рассматривать на энергетических диаграммах, показывающих уровни энергии валентной зоны и зоны проводимости в  $n$ - и  $p$ -областях. Вследствие возникновения контактной разности потенциалов в  $n-p$ -переходе границы всех зон в одной из областей сдвинуты относительно соответствующих зон другой области на высоту потенциального барьера, выраженную в электрон-вольтах.

На рис. 8.10 с помощью энергетических диаграмм изображено возникновение туннельных токов в электронно-дырочном переходе туннельного диода. Для того чтобы не усложнять рассмотрение туннельного эффекта, диффузион-

ный ток и ток проводимости на этом рисунке не показаны. Диаграмма на рис. 8.10, а соответствует отсутствию внешнего напряжения. Высота потенциального барьера взята для примера 0,8 эВ, а ширина запрещенной зоны составляет 0,6 эВ. Горизонтальными линиями в зоне проводимости и в валентной зоне показаны энергетические уровни, полностью или частично занятые электронами. В валентной зоне и зоне проводимости изображены также не заштрихованные горизонтальными линиями участки, которые соответствуют уровням энергии, не занятым электронами. Как видно, в зоне проводимости полупроводника  $n$ -типа и в валентной зоне полупроводника  $p$ -типа имеются занятые электронами уровни, которым соответствуют одинаковые энергии. Поэтому возможен туннельный переход электронов из области  $n$  в область  $p$  (прямой туннельный ток  $i_{np}$ ) и из области  $p$  в область  $n$  (обратный туннельный ток  $i_{bp}$ ). Эти два тока одинаковы по значению, и результирующий ток равен нулю.

На рис. 8.10, б показана диаграмма при прямом напряжении 0,1 В, за счет которого потенциальный барьер понизился на 0,1 эВ и составляет 0,7 эВ. В этом случае туннельный переход электронов из области  $n$  в область  $p$  усиливается, так как в области  $p$  имеются в валентной зоне свободные уровни с такими же энергиями, как энергии уровней, занятых электронами в зоне проводимости области  $n$ . А переход электронов из валентной зоны области  $p$  в область  $n$  невозможен, так как уровни, занятые электронами в валентной зоне области  $p$ , соответствуют в области  $n$  энергетическим уровням запрещенной зоны. Обратный туннельный ток отсутствует, и результирующий ток достигает максимума. В промежуточных случаях, например когда  $u_{np} = 0,05$  В, существует и прямой и обратный туннельный ток, но обратный ток меньше прямого. Результирующим будет прямой ток, но он меньше максимального, получающегося при  $u_{np} = 0,1$  В.

Случай, показанный на рис. 8.10, в, соответствует  $u_{np} = 0,2$  В, когда высота

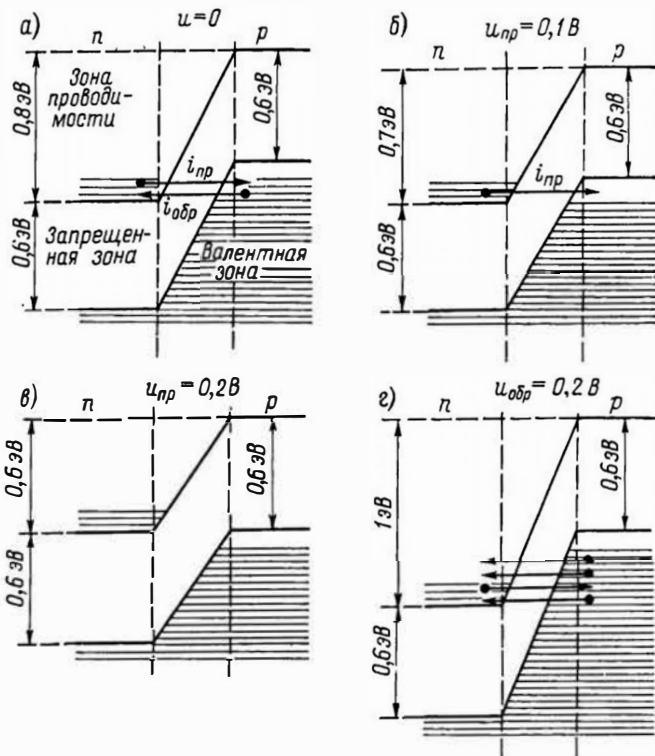


Рис. 8.10. Энергетические диаграммы  $n-p$ -перехода в туннельном диоде при различном приложенном напряжении

потенциального барьера стала 0,6 эВ. При этом напряжении туннельный переход невозможен, так как уровням, занятым электронами в данной области, соответствуют в другой области энергетические уровни, находящиеся в запрещенной зоне. Туннельный ток равен нулю. Он отсутствует также и при большем прямом напряжении.

Следует помнить, что при возрастании прямого напряжения увеличивается прямой диффузионный ток диода. При рассмотренных значениях  $u_{пр} < 0,2$  В диффузионный ток гораздо меньше туннельного тока, а при  $u_{пр} > 0,2$  В диффузионный ток возрастает и достигает значений, характерных для прямого тока обычного диода.

На рис. 8.10, г рассмотрен случай, когда обратное напряжение  $u_{обр} = 0,2$  В. Высота потенциального барьера стала 1 эВ, и значительно увеличилось число уровней, занятых электронами в валент-

ной зоне  $p$ -области и соответствующих свободным уровням в зоне проводимости  $n$ -области. Поэтому резко возрастает обратный туннельный ток, который получается такого же порядка, как и ток при прямом напряжении.

Вольт-амперная характеристика туннельного диода (рис. 8.11) поясняет рассмотренные диаграммы. Как видно, при  $u = 0$  ток равен нулю. Увеличение прямого напряжения до 0,1 В дает возрастание прямого туннельного тока до максимума (точка А). Дальнейшее увеличение прямого напряжения до 0,2 В сопровождается уменьшением туннельного тока. Поэтому в точке Б получается минимум тока и характеристика имеет падающий участок АБ, для которого характерно отрицательное сопротивление переменному току

$$R_t = \Delta u / \Delta i < 0. \quad (8.3)$$

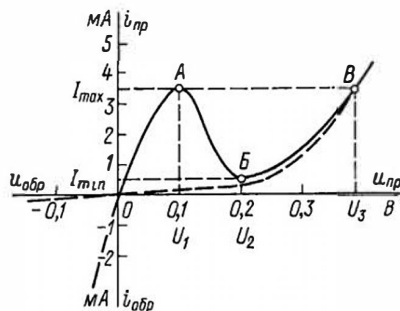


Рис. 8.11. Вольт-амперная характеристика туннельного диода

После этого участка ток снова возрастает за счет диффузионного прямого тока, характеристика которого на рис. 8.11 показана штриховой линией. Обратный ток получается такой же, как прямой, т. е. во много раз больше, нежели у обычных диодов.

Основные параметры туннельных диодов — ток максимума  $I_{\max}$ , ток минимума  $I_{\min}$  (часто указывается отношение  $I_{\max}/I_{\min}$  которое бывает равно нескольким единицам), напряжение максимума  $U_1$ , напряжение минимума  $U_2$ , наибольшее напряжение  $U_3$ , соответствующее току  $I_{\max}$  на втором восходящем участке характеристики (участок БВ). Разность  $\Delta U = U_3 - U_1$  называется напряжением переключения или напряжением скачка. Токи в современных туннельных диодах составляют единицы миллиампер, напряжения — десятки доли вольта. К параметрам также относится отрицательное дифференциальное сопротивление диода (обычно несколько десятков ом), общая емкость диода (единицы или десятки пикофард), время переключения (доли наносекунды) и максимальная, или критическая, частота (сотни гигагерц).

Включая туннельный диод в различные схемы, можно его отрицательным сопротивлением компенсировать положительное активное сопротивление (если рабочая точка будет находиться на участке АБ) и получать режим усиления или генерации колебаний. Например, в обычном колебательном контуре за счет потерь всегда имеется затухание. Но с

помощью отрицательного сопротивления туннельного диода можно уничтожить потери в контуре и получить в нем незатухающие колебания. Простейшая схема генератора колебаний с туннельным диодом показана на рис. 8.12.

Работу такого генератора можно объяснить следующим образом. При включении питания в контуре LC возникают свободные колебания. Без туннельного диода они затухли бы. Пусть напряжение  $E$  выбрано таким, чтобы диод работал на падающем участке характеристики, и пусть во время одного полупериода переменного напряжения контура имеет полярность, показанную на рисунке знаками «+» и «-» без кружков (знаки «+» и «-» в кружках относятся к постоянным напряжениям). Напряжение от контура подается на диод и является для него обратным. Поэтому прямое напряжение на диоде уменьшается. Но за счет работы диода на падающем участке характеристики ток возрастает, т. е. пройдет дополнительный импульс тока, который добавит энергию в контур. Если эта дополнительная энергия достаточна для компенсации потерь, то колебания в контуре станут незатухающими.

Туннельный переход электронов через потенциальный барьер происходит в чрезвычайно малые промежутки времени:  $10^{-12} - 10^{-14}$  с, или  $10^{-3} - 10^{-5}$  нс. Поэтому туннельные диоды хорошо работают на сверхвысоких частотах. Например, можно генерировать и усиливать колебания с частотой до десятков и даже сотен гигагерц. Следует заметить, что частотный предел работы туннельных диодов практически определяется не инерционностью туннельного эффекта, а емкостью самого диода, ин-

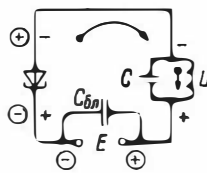


Рис. 8.12. Простейшая схема включения туннельного диода для генерации колебаний

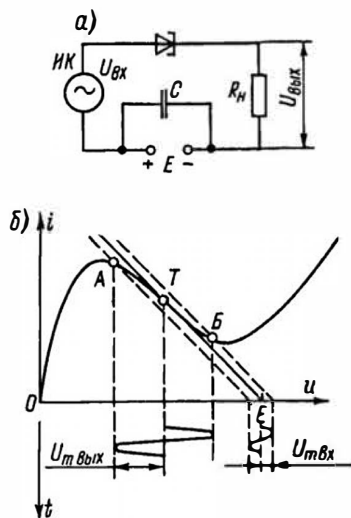


Рис. 8.13. Простейшая схема усилителя с туннельным диодом (а) и график, поясняющий процесс усиления (б)

дуктивностью его выводов и его активным сопротивлением.

Принцип усиления с туннельным диодом показан на рис. 8.13. Для получения режима усиления необходимо иметь строго определенные значения  $E$  и  $R_n$ . Сопротивление  $R_n$  должно быть немного меньше абсолютного значения отрицательного сопротивления диода. Тогда при отсутствии входного напряжения исходная рабочая точка  $T$  может быть установлена на середине падающего участка (эта точка является пересечением линии нагрузки с характеристикой диода). При подаче входного напряжения с амплитудой  $U_{мвх}$  линия нагрузки будет «совершать колебания», перемещаясь параллельно самой себе.

Крайние ее положения показаны штриховыми линиями. Они определяют конечные точки рабочего участка  $AB$ . Проектируя эти точки на ось напряжений, получаем амплитуду выходного напряжения  $U_{мвых}$ , которая оказывается значительно больше амплитуды входного. Особенность усилителя на туннельном диоде — отсутствие отдельной входной и отдельной выходной цепи, что создает некоторые трудности при осуществлении схем с несколькими каскадами усиления. Усилители на туннельных диодах могут давать значительное усиление при невысоком уровне шумов и работают устойчиво.

Туннельный диод используется также в качестве быстродействующего переключателя, причем время переключения может быть около  $10^{-9}$  с, т. е. около 1 нс, и даже меньше. Схема работы туннельного диода в импульсном режиме в общем случае такая же, как на рис. 8.13, но только входное напряжение представляет собой импульсы, а сопротивление  $R_n$  должно быть несколько больше абсолютного значения отрицательного сопротивления диода. На рис. 8.14 показана диаграмма работы туннельного диода в импульсном режиме. Напряжение питания  $E$  выбрано таким, что при отсутствии входного импульса диод работает в точке  $A$  и ток получается максимальным ( $I_{max}$ ), т. е. диод открыт. При подаче положительного импульса входного напряжения прямое напряжение на диоде увеличивается и режим работы диода скачком переходит в точку  $B$ . Ток уменьшается до минимального значения  $I_{min}$ , что условно можно считать закрытым состоя-

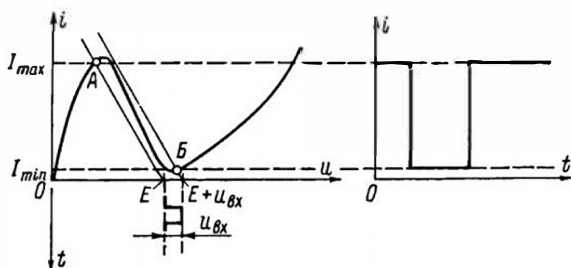


Рис. 8.14. Работа туннельного диода в импульсном режиме

нием диода. А если установить постоянное напряжение  $E$ , соответствующее точке  $B$ , то можно переводить диод в точку  $A$  подачей импульсов напряжения отрицательной полярности.

Туннельные диоды могут применяться в технике СВЧ, а также во многих импульсных радиоэлектронных устройствах, рассчитанных на высокое быстродействие. Помимо весьма малой инерционности достоинством туннельных диодов является их стойкость к ионизирующему излучению, а также малое потребление энергии от источника питания. К сожалению, эксплуатация туннельных диодов выявила существенный их недостаток. Он заключается в том, что эти диоды подвержены значительному старению, т.е. с течением времени их характеристики и параметры заметно изменяются, что может привести к нарушению нормальной работы того или иного устройства. Надо полагать, что в дальнейшем этот недостаток удастся свести к минимуму.

Если для диода применить полупроводник с концентрацией примеси около  $10^{18} \text{ см}^{-3}$ , то при прямом напряжении туннельный ток практически отсутствует и в вольт-амперной характеристике нет падающего участка (рис. 8.15). Зато при обратном напряжении туннельный ток по-прежнему значителен, и поэтому такой диод хорошо пропускает ток в обратном направлении. Подобные диоды, получившие название *обращенных*, могут работать в качестве детекторов на бо-

лее высоких частотах, нежели обычные диоды.

Все туннельные диоды имеют весьма малые размеры. Например, они могут быть оформлены в цилиндрических герметичных металлостеклянных корпусах диаметром 3–4 мм и высотой около 2 мм. Выводы у них гибкие ленточные. Масса не превышает 0,15 г.

В настоящее время разрабатываются новые типы туннельных диодов, исследуются новые полупроводниковые материалы для них и проблемы замедления старения.

### 8.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ ДЛЯ СВЧ

На сверхвысоких частотах широкое распространение получили маломощные точечные полупроводниковые диоды. Материалом для них служат германий, кремний или арсенид галлия с повышенным содержанием донорной или акцепторной примеси, благодаря чему база имеет низкое удельное сопротивление. За счет этого уменьшается время жизни носителей и быстро рассасывается заряд, накапливаемый в базе при прохождении прямого тока. Кроме того, малая площадь электронно-дырочного перехода обуславливает небольшую емкость перехода. Именно эти особенности позволяют применять такие диоды на СВЧ. Однако при низком удельном сопротивлении базы электронно-дырочный переход получается очень тонким и его пробой возникает уже при обратном напряжении в единицы вольт. Во многих случаях это обстоятельство не является недостатком, поскольку диоды большей частью работают на малых сигналах. Однако диоды с низким пробивным напряжением могут легко выйти из строя при сравнительно небольших перенапряжениях, например от зарядов статического электричества.

Полупроводниковые СВЧ-диоды, как правило, имеют коаксиальную конструкцию (рис. 8.16) для более удобного их соединения с коаксиальными линиями или волноводами. Коаксиальная конструкция выводов устраняет вредное влияние их емкости и индуктивности.

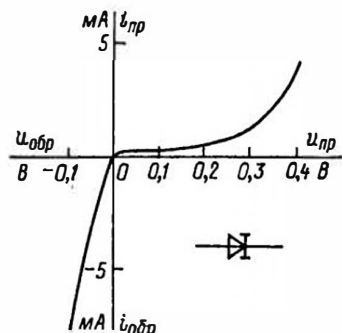


Рис. 8.15. Вольт-амперная характеристика и условное графическое обозначение обращенного диода

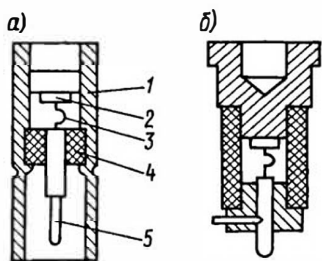


Рис. 8.16. Коаксиальные конструкции диодов СВЧ

1 — первый электрод; 2 — кристалл; 3 — игла; 4 — изолятор; 5 — второй электрод

Кроме показанных на рис. 8.16 конструкций встречаются и другие.

Применение диодов с  $n-p$ -переходом на СВЧ довольно разнообразно. *Детекторные диоды*, иначе называемые *видеодетекторами*, используются в приемной и измерительной аппаратуре всего СВЧ-диапазона. *Смесительные диоды* применяются в той же аппаратуре для преобразования частоты. По сравнению с преобразователями частоты на вакуумных диодах преобразователи частоты на полупроводниковых диодах имеют то преимущество, что они могут работать на более высоких частотах, так как время пробега носителей и емкость у полупроводникового диода значительно меньше, чем у вакуумного. Кроме того, у полупроводниковых диодных преобразователей значительно меньше уровень собственных шумов.

*Параметрические диоды* чаще всего используются в параметрических малошумящих усилителях, где они играют роль нелинейной емкости, изменяющейся под действием приложенного переменного напряжения. В параметрических усилителях СВЧ удастся получить значительное усиление колебаний при малом уровне шумов. *Умножительные диоды*, как показывает их название, применяются для умножения частоты. Поскольку диод является нелинейным прибором, то иногда с помощью *модуляторных диодов* осуществляется модуляция колебаний СВЧ.

Для переключения цепей СВЧ служат *переключательные диоды*, причем в ряде

случаев возникает необходимость таких переключений в цепях со значительными мощностями. Использование полупроводниковых диодов для переключения позволяет уменьшить массу и габариты, увеличить надежность и долговечность радиоэлектронной аппаратуры. В переключательных диодах теряется очень небольшая мощность. Однако допустимая переключаемая мощность у таких диодов значительно меньше, чем у некоторых других переключающих устройств.

Сам процесс переключения в диодах сводится к тому, что резко изменяется полное сопротивление диода, причем под воздействием либо самого сигнала, либо дополнительного управляющего постоянного напряжения той или иной полярности, подаваемого на диод. Применяются различные типы переключательных диодов. Обычная разница между прямым и обратным сопротивлением используется в *нерезонансных переключательных диодах*. В них должны быть минимальными емкость и индуктивность. Поэтому такие диоды изготавливаются без корпуса и выводных проводов, а емкость  $n-p$ -перехода нередко компенсируется подключением к диоду некоторой индуктивности.

*Резонансные переключательные диоды* работают следующим образом. При прямом постоянном напряжении они представляют собой параллельный колебательный контур, состоящий из емкости корпуса, индуктивности выводов и сопротивления потерь диода. На резонансной частоте такой контур имеет большое сопротивление. А при обратном напряжении диод превращается в последовательный контур, состоящий из индуктивности выводов, барьерной емкости и сопротивления потерь. В этом режиме сопротивление диода на резонансной частоте мало. Переключательный резонансный диод должен иметь параметры, обеспечивающие параллельный и последовательный резонанс на нужной частоте. Иногда для этого приходится подключать к диоду дополнительные реактивные элементы.

Поскольку точечные диоды позволяют переключать лишь малые мощности,

то для мощностей в единицы ватт при непрерывном режиме применяются плоскостные диоды. В импульсном режиме такие диоды могут переключать мощности до единиц киловатт при длительности импульсов в единицы микросекунд. Время переключения при этом может быть не более 20 нс.

Специально для быстрого переключения СВЧ-цепей при значительных мощностях применяются плоскостные  $p-i-n$ -диоды, изготавливаемые обычно из кремния. Такие диоды имеют области  $p$  и  $n$  с относительно большой проводимостью (с большой концентрацией примесей), отделенные друг от друга более протяженной областью типа  $i$ , что обеспечивает малую емкость диода (рис. 8.17). При отсутствии прямого внешнего напряжения сопротивление этой области велико. Оно становится еще больше при обратном напряжении, поскольку области в этом случае обедняются основными носителями. Прямое напряжение вызывает интенсивную инжекцию в  $i$ -область дырок из  $p$ -области и электронов из  $n$ -области. В результате этого сопротивление  $i$ -области и всего диода резко снижается (в  $10^3-10^4$  раз). У мощных  $p-i-n$ -диодов напряжение пробоя  $i$ -области составляет несколько киловольт, и поэтому такие диоды могут применяться для переключения мощностей до десятков киловатт в импульсе.

Существует множество самых различных схем с переключательными диодами для решения разнообразных задач в СВЧ-устройствах. В качестве примера на рис. 8.18 приведена одна из схем. Если на левый диод подано прямое напряжение, а на правый — обратное (знаки полярности без скобок), то левый диод имеет малое сопротивление, а правый — большое. Поэтому сигнал из линии 1 будет практически проходить только в линию 3, а четвертьволновый

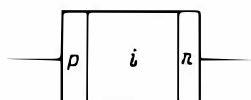


Рис. 8.17. Структура  $p-i-n$ -диода

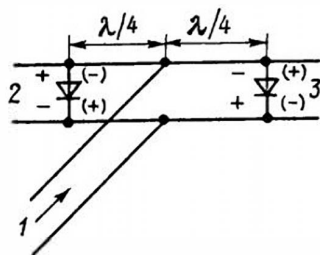


Рис. 8.18. Схема переключения с диодами

отрезок левой линии, замкнутый диодом, будет играть роль металлического изолятора. При обратной полярности управляющих напряжений (знаки в скобках) диоды поменяются ролями и сигнал будет передаваться только в линию 2.

Для переключения и других процессов в технике СВЧ стали применяться диоды Шотки, или диоды на «горячих» носителях. В этих диодах используется контакт между металлом и полупроводником. Потенциальный барьер, образующийся в таком контакте, в свое время был исследован немецким физиком В. Шотки (см. § 2.4). Диод Шотки представляет собой низкоомную полупроводниковую подложку (например, из кремния с электропроводностью типа  $n^+$ ) с высоким содержанием донорной примеси, покрытую сверху тонкой пленкой того же, но уже высокоомного полупроводника, на которую нанесен металлический слой. Прямое внешнее напряжение прикладывается плюсом к металлу, и почти все оно действует в высокоомной пленке. Электроны в ней разгоняются до большой скорости (становятся «горячими»), преодолевают потенциальный барьер и попадают в металл. Но в металле не происходит процессов накопления и рассеивания неосновных носителей, как в базе обычного диода. Поэтому диоды Шотки обладают большим быстродействием, зависящим только от времени пробега электронов через высокоомную пленку (менее  $10^{-11}$  с) и от барьерной емкости, которая при малой площади контакта может быть сделана очень малой. В результате этого диоды Шотки могут работать на частотах до 20 ГГц и время переключения



составляет десятые и даже сотые доли наносекунды. Обратный ток у этих диодов очень мал.

#### 8.4. ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫЕ ДИОДЫ И ДИОДЫ ГАННА

Для усиления и генерации колебаний СВЧ применяют *лавинно-пролетные диоды* (ЛПД), разработанные в СССР А. С. Тагером и В. М. Вальд-Перловым. Эти диоды работают в режиме электрического пробоя при постоянном обратном напряжении и при некоторых условиях обладают отрицательным сопротивлением переменному току. Такое отрицательное сопротивление получается только при работе на СВЧ. На более низких частотах оно не возникает.

Пусть к ЛПД приложено постоянное обратное напряжение и некоторое переменное. Под действием положительной полуволны обратного напряжения (имеется в виду, что эта полуволна соответствует возрастанию обратного напряжения на диоде) в режиме пробоя происходит лавинообразное нарастание тока — «электрическая лавина». Вследствие инерционности процессов в полупроводниках, т. е. конечности времени пробега носителей через  $n$ — $p$ -переход, этот ток достигает максимума с некоторым запаздыванием по отношению к вызвавшей его положительной полуволне переменного напряжения. Под действием постоянного напряжения «лаваина» продолжает двигаться и в течение следующего, отрицательного полупериода напряжения. Таким образом, импульс тока, соответствующий «лавине», противоположен по знаку отрицательной полуволне переменного напряжения. Следовательно, для переменного тока возникает отрицательное сопротивление. Подключая ЛПД к колебательной системе СВЧ, можно за счет отрицательного сопротивления получить режим генерации колебаний или усиления. На более низких частотах инерционность процессов сказывается слишком мало и запаздывание импульса тока по отношению к переменному напряжению также нич-

тожно мало, поэтому отрицательное дифференциальное сопротивление практически отсутствует. ЛПД могут иметь не только  $n$ — $p$ -структуру, но и более сложную, например в диодах Рида используется структура  $n^+ - p - i - p^+$ .

В генераторах ЛПД подключается к объемному резонатору. Такие генераторы могут давать в непрерывном режиме полезную мощность в единицы ватт при КПД около 10 %, а в импульсном режиме — мощность в сотни ватт и КПД в десятки процентов. Возможна также небольшая (на десятые доли процента) электрическая перестройка частоты путем изменения постоянного напряжения, но значительно более широкий диапазон частот (десятки процентов) достигается изменением собственной частоты резонатора. При использовании ЛПД для усиления сигналов сказывается их недостаток — относительно высокий уровень собственных шумов.

Еще один представитель полупроводниковых приборов с отрицательным сопротивлением на СВЧ — *диод Ганна*, который основан на эффекте, открытом американским физиком Дж. Ганном в 1963 г. Эффект Ганна состоит в том, что при достаточно большом напряжении, приложенном к полупроводнику, в этом полупроводнике возникают СВЧ-колебания. Этот эффект был тщательно исследован, выяснены физические процессы, происходящие в полупроводниках при высокой напряженности действующего в них электрического поля, и разработаны получившие уже довольно широкое распространение приборы для генерации колебаний СВЧ.

Диод Ганна представляет собой полупроводниковый кристалл без  $n$ — $p$ -перехода, в котором создано сильное постоянное электрическое поле. Для включения диод имеет два электрода: анод и катод. Должен применяться полупроводник с двумя зонами проводимости, например арсенид галлия. Исследование подобных полупроводников показало, что в этих двух зонах проводимости электроны имеют разную подвижность. В зоне, расположенной выше, т. е. соответствующей более высоким

уровням энергии, подвижность электронов меньше.

При отсутствии внешнего поля или при сравнительно слабом поле электроны находятся в нижней зоне проводимости, где они обладают более высокой подвижностью, и поэтому полупроводник имеет сравнительно высокую проводимость. Если увеличивать напряжение, приложенное к полупроводнику, то сначала ток возрастает в соответствии с законом Ома, но при некотором напряжении, когда напряженность поля становится достаточно высокой, большая часть электронов переходит в верхнюю зону проводимости и вследствие уменьшения их подвижности в этой зоне сопротивление полупроводника резко увеличивается. Ток уменьшается, и в вольт-амперной характеристике возникает падающий участок, соответствующий отрицательному дифференциальному сопротивлению (рис. 8.19). Дальнейшее увеличение приложенного напряжения снова вызывает примерно пропорциональное возрастание тока.

Вследствие неизбежных неоднородностей в материале полупроводника сопротивление под действием сильного поля повышается в данный момент времени не во всем полупроводнике, а лишь в каком-то одном месте. Область такого повышенного сопротивления и более сильного поля называют *доменом* (рис. 8.20). Домен обычно образуется около катода (минус) и не остается на одном месте, а движется с большой скоростью к аноду (плюс). В самом домене скорость электронов меньше, чем на других участках, и, следовательно, плотность объемного заряда

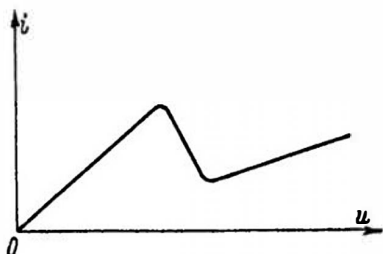


Рис. 8.19. Вольт-амперная характеристика диода Ганна

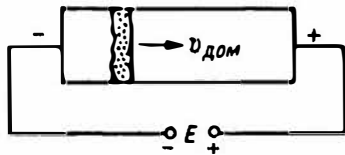


Рис. 8.20. Домен в диоде Ганна

увеличена, т. е. домен представляет собой своеобразный сгусток. В нем сосредоточено более сильное поле, а в остальной части полупроводника поле более слабое и скорость электронов выше. Поэтому справа от домена электроны быстрее уходят к аноду и возникает область, обедненная электронами. А слева от домена, наоборот, к нему быстрее приходят новые электроны. Этот процесс обуславливает перемещение домена от катода к аноду.

Дойдя до анода, домен исчезает, но новый домен снова возникает около катода, движется к аноду и т. д. Пропадание доменов и возникновение новых сопровождается периодическим изменением сопротивления диода Ганна, вследствие чего появляются колебания тока диода, частота которых при малой длине пути домена (расстояние анод — катод) оказывается в диапазоне СВЧ. Частота этих колебаний

$$f = v_{\text{дом}}/L,$$

где  $v_{\text{дом}}$  — скорость домена, составляющая для арсенида галлия примерно  $10^7$  см/с;  $L$  — длина полупроводника (обычно единицы микрометров для диодов Ганна).

Отсюда следует, что, например, при  $L = 10$  мкм частота колебаний  $f = 10^7/10^{-3} = 10^{10}$  Гц = 10 ГГц.

Важная особенность диодов Ганна в том, что «работает» весь полупроводник, а не только малая часть его —  $n$ - $p$ -переход. Поэтому в диодах Ганна можно допустить большие мощности. В настоящее время эти диоды уже генерируют в непрерывном режиме колебания мощностью, достигающей десятков ватт, а в импульсном режиме — единиц киловатт, при КПД от единиц до десятков процентов. По теоретическим расчетам предполагается, что

можно создать диоды Ганна на мощности до сотен киловатт в импульсном режиме при частотах в десятки гигагерц.

## 8.5. ПРИБОРЫ С ГЕТЕРОГЕННЫМИ ПЕРЕХОДАМИ

Электронно-дырочные переходы во всех ранее рассмотренных приборах относятся к так называемым *гомогенным* (*гомопереходам*), т. е. представляют собой переходы между областями одного и того же полупроводника, имеющими примеси разного типа (доноры и акцепторы). *Гетерогенными* (*гетеропереходами*) называются переходы между различными полупроводниковыми материалами, имеющими различную ширину запрещенной зоны. Теорию таких переходов разработал в 1951 г. А. И. Губанов в СССР, а позднее У. Шокли в США получил патент на использование гетеропереходов в полупроводниковых приборах. В 1972 г. Ж. И. Алферову с группой сотрудников руководимой им лаборатории Физико-технического института присуждена Ленинская премия за фундаментальное исследование гетеропереходов и создание на их основе новых приборов.

Если имеются два различных полупроводника, то возможны четыре типа гетеропереходов в зависимости от характера примесей в этих полупроводниках:  $n_1 - n_2$ ,  $p_1 - p_2$ ,  $p_1 - n_2$  и  $p_2 - n_1$ . Переход металл — полупроводник можно рассматривать как особый случай. Наиболее изучены следующие гетеропереходы: германий — арсенид галлия (Ge — GaAs), германий — кремний (Ge — Si), арсенид галлия — фосфид галлия (GaAs — GaP), арсенид галлия — арсенид индия (GaAs — InAs).

Различные полупроводниковые приборы с гетеропереходами имеют ряд достоинств и весьма перспективны. Так, например, диоды с гетеропереходами типа  $n_1 - n_2$  или  $p_1 - p_2$  обладают высоким быстродействием и высокой предельной частотой, так как в них отсут-

ствует сравнительно медленный процесс накопления и рассасывания неосновных носителей, характерный для обычных  $n - p$ -переходов. Для гетеродиодов время переключения из открытого состояния в закрытое может быть меньше 1 нс. Представляют интерес мощные гетеродиоды лазерного типа, в которых выделяющаяся мощность излучается, а не нагревает сам диод. Туннельные гетеродиоды имеют повышенное (по сравнению с туннельными диодами) отношение токов  $I_{\max}/I_{\min}$  на падающем участке вольт-амперной характеристики, медленнее стареют и обладают более высокой радиационной стойкостью. Более эффективно работают на СВЧ лавинно-пролетные диоды с гетеропереходами.

Представляют интерес транзисторы с гетеропереходами, например типа  $p_1 - n_2 - p_2$ . Для них характерны высокий коэффициент  $\alpha$ , малые емкость эмиттерного перехода и поперечное сопротивление базы, что позволяет повысить предельные частоты. Улучшаются некоторые параметры у полевых транзисторов с затвором в виде гетероперехода и у тиристоров с гетеропереходом под обратным напряжением. В частности, повышается быстродействие тиристоров.

Основная проблема создания хороших приборов с гетеропереходами состоит в том, что трудно устранить дефекты, возникающие на границе двух различных полупроводников. Требуется тщательный подбор материалов и совершенствование технологии производства.

## 8.6. ОДНОПЕРЕХОДНЫЙ ТРАНЗИСТОР

*Однопереходный транзистор*, иначе называемый *двухбазовым диодом*, показан на рис. 8.21. Он имеет только один  $n - p$ -переход и по структуре напоминает полевой транзистор с управляющим  $n - p$ -переходом, но принцип его работы совсем иной. Область  $n$  (база), имеющая на концах выводы  $B_1$  и  $B_2$ , не является каналом, изменяющим свое сопротивление за счет изменения площади поперечного сечения. Эмиттер типа  $p^+$  образует с базой  $p^+ - n$ -переход, на который в отличие от полевого транзистора пода-

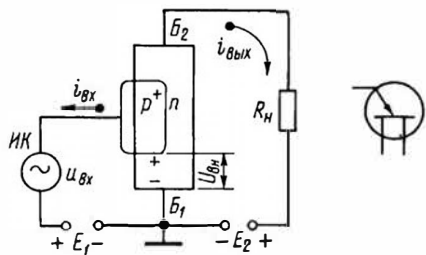


Рис. 8.21. Структура и условное графическое обозначение однопереходного транзистора (двухбазового диода)

ется не обратное, а прямое внешнее напряжение. Выходной ток, протекающий через базу, создает внутри нее на участке от эмиттера до вывода  $B_1$  падение напряжения  $U_{вн}$ , которое является обратным для эмиттерного перехода и запирает его. Если внешнее прямое напряжение, равное  $E_1 + u_{вх}$ , больше  $U_{вн}$ , то результирующее напряжение на переходе становится прямым, переход отпирается и в нем начинается инжекция дырок из эмиттера в базу. За счет этого сопротивление базы уменьшается. При изменении входного напряжения изменяется уровень инжекции и сопротивление базы, а следовательно, и выходной ток, и на нагрузке получается усиленное выходное напряжение.

Однопереходный транзистор может применяться для усиления, генерации и переключения. Но по своим частотным свойствам он значительно уступает обычным биполярным транзисторам и является низкочастотным прибором.

## 8.7. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ РЕЗИСТОРЫ

Полупроводниковые резисторы, обладающие нелинейными свойствами, называются *варисторами*. Они еще называются *нелинейными полупроводниковыми сопротивлениями* (НПС). Основным материалом для варисторов служит порошок карбида кремния  $SiC$  с каким-либо связующим веществом. Нелинейность сопротивления объясняется главным образом нагревом микроконтактов

между зернами карбида кремния. Внешние варисторы оформляются в виде стержней или дисков. На рис. 8.22 приведены вольт-амперная характеристика варистора и его изображение на схемах.

Варисторы можно использовать на постоянном и на переменном токе с частотой до нескольких килогерц. При более высоких частотах начинает сказываться собственная емкость варистора. Практическое применение варисторов довольно многообразно. Они используются для защиты от перенапряжений, в стабилизаторах и ограничителях напряжения, в различных схемах автоматики.

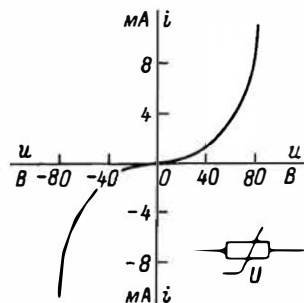


Рис. 8.22. Вольт-амперная характеристика и условное графическое обозначение варистора

Важнейшие параметры варисторов: коэффициент нелинейности  $\beta$  — отношение сопротивления постоянному току к сопротивлению переменному току (обычно 3–6);

максимальное допустимое напряжение (от десятков вольт до нескольких киловольт);

номинальная мощность рассеяния (1–3 Вт);

температурный коэффициент сопротивления (в среднем  $-5 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ );

предельная максимальная рабочая температура (60–70 °C).

*Терморезисторы* представляют собой полупроводниковые резисторы, у которых сопротивление сильно зависит от температуры. Их еще называют *термосопротивлениями* или *термисторами*. Чаще всего терморезисторы делаются из оксидов металлов и имеют отрицательный ТКС. Они оформлены в

виде стержней, пластин, дисков, шайб или бусинок. Выпускаются также терморезисторы, имеющие в некотором, сравнительно узком интервале температур положительный ТКС и называемые *позисторами*.

На рис. 8.23 показаны кривая зависимости сопротивления терморезистора с отрицательным ТКС от температуры, вольт-амперная характеристика при различных условиях теплоотвода и изображение терморезистора на схемах. Кривая 1 соответствует наилучшему теплоотводу, а кривая 2 — наихудшему.

Терморезисторы применяются в качестве датчиков температуры и нелинейных резисторов в различных устройствах автоматики. Специальные малогабаритные сдвоенные терморезисторы, называемые *болометрами*, применяются для измерения лучистой энергии. Некоторые терморезисторы выпускаются с косвенным подогревом, т. е. имеют подогреватель в виде проволоочки, через которую пропускают ток.

Важнейшие параметры терморезисторов:

номинальное сопротивление (от нескольких ом до нескольких килоом с допусками  $\pm 5$ ,  $\pm 10$  и  $\pm 20\%$ );

температурный коэффициент сопротивления, обычно  $-(0,8 \div 6,0) \cdot 10^{-2} \text{ K}^{-1}$ .

Кроме того, для некоторой определенной температуры, например  $20^\circ\text{C}$ , указывается сопротивление постоянному и переменному току.

При эксплуатации надо учитывать максимальную допустимую температуру

и максимальную допустимую рассеиваемую мощность.

## 8.8. ПРИБОРЫ НА АМОРФНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКАХ

Помимо широко распространенных приборов, изготовленных на кристаллических полупроводниках, существуют приборы на *аморфных*, т. е. *некристаллических*, полупроводниках. Их иначе еще называют *стеклообразными полупроводниками*. Они могут быть сделаны из оксидов различных элементов, или из таких элементов, как сера, селен, фосфор и другие, или из химических соединений, называемых *халькогенидами*, которые аналогичны оксидам, но вместо кислорода имеют серу, или селен, или теллур.

Пленку аморфного полупроводника толщиной от единиц до сотен микрометров наносят на отшлифованную графитовую пластину и покрывают слоем металла. Такой прибор может работать в качестве переключателя. Его вольт-амперная характеристика похожа на вольт-амперную характеристику симметричного тиристора. Пока напряжение на приборе меньше некоторого значения, называемого *напряжением переключения*, сопротивление прибора очень велико, т. е. он находится в закрытом состоянии. При напряжении переключения происходит своеобразный неразрушающий тепловой пробой полупроводника, в нем образуется проводящий канал и прибор переходит в открытое состояние с малым сопротивлением. Иногда тепловому пробую предшествует лавинный электрический.

Напряжение переключения для различных приборов составляет от единиц до десятков вольт. Минимальный ток, при котором прибор еще находится в открытом состоянии, называется *током выключения*. Процесс включения и выключения приборов происходит весьма быстро, и поэтому они могут работать на частотах до десятков и даже сотен мегагерц.

На аморфных полупроводниках возможно создать *запоминающие приборы* —

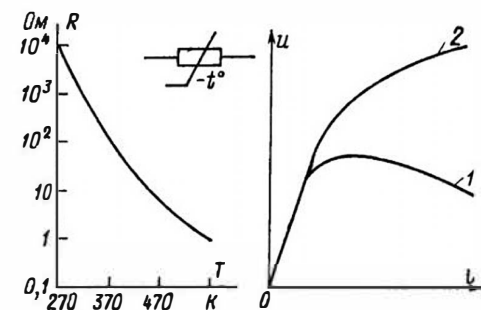


Рис. 8.23. Характеристики и условное графическое обозначение терморезистора

по принципу устройства такие же, как и переключаемые, но с халькогенидными стеклами иного состава. Особенность запоминающих приборов состоит в том, что с переводом их в открытое состояние импульсом тока не менее 0,1 мА длительностью более 1 мс они сохраняют такое состояние после выключения тока. Это объясняется тем, что проводящий канал при охлаждении переходит из аморфного состояния в кристаллическое с малым удельным сопротивлением. Переход из открытого состояния в закрытое производится импульсом тока не менее 10 мА длительностью не менее 0,1 мкс. К сожалению, надежность, стабильность и срок службы приборов на аморфных полупроводниках еще недостаточно высоки. Так, например, переключатели выдерживают не более  $10^{12}$  переключений. Однако достоинство этих приборов — простота изготовления и устойчивость к ионизирующему излучению.

## 8.9. ТЕНЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Полупроводниковые тензоэлектрические приборы (тензоприборы) служат для измерения давлений и деформаций.

Тензорезисторы основаны на *тензорезистивном эффекте*, который состоит в том, что сопротивление полупроводника зависит от давления на полупроводник. Материалом для тензорезисторов чаще всего служит кремний, но могут быть использованы и другие полупроводники. К основным параметрам тензорезисторов относятся *номинальное сопротивление* (от десятков ом до десятков килоом), т. е. сопротивление при отсутствии давления, и *коэффициент тензочувствительности*, равный отношению относительного изменения сопротивления  $\Delta R/R$  к относительному изменению длины тензорезистора  $\Delta l/l$ . Этот коэффициент зависит от вещества полупроводника, типа электропроводности, удельного сопротивления и направления деформации. У полупроводников *n*-типа коэффициент тензочувствительности отрицательный, т. е. при воз-

растании давления сопротивление уменьшается, а у полупроводников *p*-типа — положительный. Практически этот коэффициент может доходить до сотен со знаком «плюс» или «минус». Тензорезисторы характеризуются еще предельной допустимой деформацией, которую нельзя превышать во избежание выхода прибора из строя.

Помимо кристаллических тензорезисторов — из кристаллического полупроводника *n*- или *p*-типа — могут быть поликристаллические тензорезисторы, у которых при деформации сопротивление дополнительно изменяется за счет изменения сопротивления контактов между отдельными кристалликами.

Полупроводниковые *тензодиоды* работают по принципу изменения вольт-амперной характеристики под действием давления. Это изменение связано с тем, что при деформации изменяется высота потенциального барьера в *n* — *p*-переходе. Коэффициент тензочувствительности у тензодиодов достигает сотен и даже тысяч. Он может быть еще выше у *туннельных тензодиодов*.

У *тензотранзисторов* также под действием давления изменяется вольт-амперная характеристика. В зависимости от того, к какой области транзистора приложено давление, при его возрастании может наблюдаться уменьшение или увеличение тока.

В *тензотиристорах* с увеличением давления на базовый электрод, играющий роль управляющего электрода, возрастает ток эмиттера и за счет этого понижается напряжение включения.

## 8.10. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

В § 8.7 уже рассматривались терморезисторы, которые могут быть отнесены к термоэлектрическим приборам. Здесь мы познакомимся с некоторыми другими типами приборов этой группы.

Впервые явление возникновения ЭДС под действием теплоты, названное *термоэлектричеством*, наблюдал в 1821 г. немецкий физик Т. И. Зеебек. Процесс

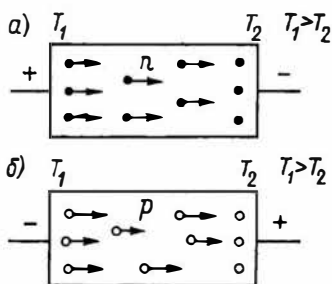


Рис. 8.24. Схема возникновения термо-ЭДС в полупроводнике

получения термо-ЭДС происходит следующим образом. Пусть имеется, например, полупроводник *n*-типа (рис. 8.24, а), у которого один конец (на рисунке левый) нагрет сильнее, нежели другой (правый). Тогда на левом, «горячем» конце концентрация и энергия подвижных носителей заряда (электронов) будет больше, чем на правом, «холодном» конце, и произойдет диффузия электронов от «горячего» конца к «холодному» (слева направо). В результате на правом конце образуется избыток электронов, т. е. отрицательный заряд, а на левом конце — положительный заряд. Между этими зарядами возникнет электрическое поле, которое будет стремиться двигать электроны в обратном направлении и препятствовать дальнейшему росту заряда. Установится равновесное состояние, характеризующееся некоторой разностью потенциалов, которая и есть термо-ЭДС. Она может составлять до 0,5 мВ на каждый градус разности температур. Аналогичное явление может происходить и в полупроводнике *p*-типа (рис. 8.24, б), в котором будут диффундировать дырки и возникнут заряды противоположных знаков по сравнению с полученными в полупроводнике *n*-типа.

Практически для получения термо-ЭДС применяют так называемые термоэлементы, или термопары (рис. 8.25), в которых нагревается контакт двух полупроводников *n*- и *p*-типа. Возникающая термо-ЭДС тем больше, чем выше разность температур между «горячим» контактом термоэлемента и его «холодными» концами. Термоэлементы могут быть также составлены из двух различ-

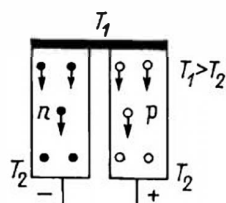


Рис. 8.25. Принцип устройства полупроводникового термоэлемента

ных металлов или из металла и полупроводника. Однако термоэлемент из двух полупроводников дает наибольшую термо-ЭДС. При нагреве до 600 К можно получить термо-ЭДС до 0,3 В.

Первоначально термоэлементы использовались главным образом в измерительных приборах и в различных датчиках температуры, а в дальнейшем из них стали строить термоэлектрогенераторы, т. е. источники постоянного тока, в которых большое число термоэлементов соединено последовательно или смешанно (последовательно-параллельно). В создании таких генераторов особенно большую роль сыграли работы советских физиков под руководством академика А. Ф. Иоффе. Во время Великой Отечественной войны партизанские радиостанции питались иногда от термоэлектрогенераторов, надетых на стекло керосиновой лампы. Мощность термоэлектрогенераторов может быть от единиц до сотен ватт и даже более, а КПД — до десятков процентов.

В 1834 г. французский физик Ж. Ш. А. Пельтье открыл эффект, названный его именем и обратный эффекту Зеебека. Эффект Пельтье состоит в том, что при протекании тока через контакт двух разнородных металлов или полупроводников этот контакт нагревается или охлаждается в зависимости от направления тока. На этом эффекте основан принцип действия термоэлектрических холодильников, применяющихся в науке и технике. Такие холодильники представляют собой батарею последовательно соединенных термоэлементов. Они не могут конкурировать с обычными холодильниками большого объема, но зато особенно удобны для устройства приборов малого размера.

## МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

## 9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Бурное развитие радиоэлектроники, усложнение РЭА, повышение требований к ней привели к необходимости использования очень большого числа элементов для изготовления аппаратуры. В частности, особенно много их требовалось для электронно-вычислительных машин (ЭВМ). Создание таких машин, да и многих других типов РЭА из *дискретных элементов*, т. е. элементов, представляющих собой самостоятельные изделия (диоды, транзисторы, резисторы, конденсаторы и др.), стало практически невозможным. Представление об этом дает следующий пример.

Если надо построить ЭВМ, состоящую из  $10^8$  элементов, и каждый дискретный элемент имеет в среднем массу 1 г, объем  $1 \text{ см}^3$ , потребляемую мощность 10 мВт, стоимость 50 коп. и интенсивность отказов  $10^{-5} \text{ ч}^{-1}$ , то вся ЭВМ будет иметь массу 100 т, объем  $100 \text{ м}^3$ , потребляемую мощность 1000 кВт, стоимость 50 млн. руб. и совершенно непригодную интенсивность отказов  $10^3 \text{ ч}^{-1}$ . Это означает, что примерно каждые три секунды будет выходить из строя один элемент. Совершенно ясно, что на дискретных элементах такую ЭВМ строить нельзя. Подобные ЭВМ и другие сложные типы РЭА создаются в настоящее время на основе микроэлектроники — с применением интегральных микросхем, называемых *короче просто интегральными схемами (ИС) или микросхемами*.

Переход к микроэлектронике произошел постепенно. Сначала в РЭА на дискретных элементах стали применять вместо старого *навесного (объемного) монтажа печатные схемы*. Они представляли собой нанесенные на платы из диэлектрика соединительные провода в виде металлических пленок, к которым припаивались дискретные элементы. Объем аппаратуры при этом снижался.

Далее стали конструировать РЭА из *модулей и микромодулей* — смонтированных в миниатюрных корпусах устройств (усилители, генераторы, различные преобразователи и др.). Микромодули можно быстро заменять в случае отказа. Специально для таких микромодулей были разработаны миниатюрные диоды, транзисторы, резисторы, конденсаторы, катушки и другие элементы. В некоторых типах микромодулей использовались миниатюрные печатные схемы. Однако и микромодули не дали полного решения проблемы.

Огромный шаг вперед в создании сложнейших типов РЭА позволили сделать интегральные микросхемы. Интегральными они названы потому, что здесь *все элементы или часть их и соединения между элементами нераздельно связаны и схема рассматривается как единое целое*.

Основные типы микросхем — *пленочные*, в которых элементы и соединения выполняются в виде различных пленок (проводящие, резистивные и диэлектрические) на подложке из диэлектрика, и *полупроводниковые*, элементы которых выполнены внутри и на поверхности полупроводниковой подложки, называемой *кристаллом*. Применяются еще и так называемые *гибридные микросхемы*, у которых часть элементов дискретные. Эти элементы называются *компонентами*.

Главные достоинства ИС — *малые размеры и масса, малая потребляемая мощность, высокая надежность* за счет уменьшения числа паяных соединений, *высокое быстродействие*, так как при очень коротких соединительных линиях между элементами время пробега сигналов по этим линиям уменьшается, *относительно низкая стоимость*. В табл. 9.1 дано сравнение типов схем по плотности монтажа, т. е. числу элементов в единице объема, и по надежности. Конечно, приведены лишь средние значения. Человеческий мозг содержит до



Таблица 9.1: Число элементов и надежность различных схем РЭА

Вид схемы	Число элементов в 1 см <sup>3</sup>	Интенсивность отказов, ч <sup>-1</sup>
Ламповая с навесным монтажом	10 <sup>-1</sup>	10 <sup>-5</sup>
Транзисторная с навесным монтажом	1	10 <sup>-6</sup>
На микромодулях	10	10 <sup>-7</sup>
Пленочная или гибридная ИС	10 <sup>2</sup>	10 <sup>-8</sup>
Полупроводниковая ИС	10 <sup>3</sup> — 10 <sup>5</sup>	10 <sup>-9</sup>

10<sup>9</sup> нервных клеток (нейронов) в одном кубическом сантиметре. Как видно, микросхемы далеко еще не достигли этого уровня. Следует отметить, что и надежность работы мозга очень велика, так как клетки в нем дублируют (резервируют) друг друга, и если одна клетка выходит из строя, то ее функции берет на себя соседняя клетка. Зато мозг сильно уступает микросхемам в отношении быстродействия.

Наряду с большими достоинствами ИС имеют и некоторые недостатки. Прежде всего они являются маломощными. Устройства повышенной мощности на ИС сделать пока весьма трудно. Трудности возникают также при создании больших емкостей и индуктивностей. Соединения между микросхемами делаются по старым принципам, занимают значительный объем и снижают надежность.

По числу элементов (степени интеграции) ИС подразделяются на несколько типов. *Простые* ИС имеют не более 10 элементов. В *средних* ИС число элементов от 10 до 100. *Большие* ИС, или БИС, имеют от 100 до 1000 элементов. И *сверхбольшие* ИС, или СБИС, насчитывают более 1000 элементов.

По характеру выполняемых функций ИС делятся на *цифровые* и *аналоговые*. Цифровые ИС (триггеры, шифраторы, компараторы и др.), применяемые главным образом в электронно-вычислительной технике, характерны тем, что они работают в импульсном режиме и могут находиться в одном из двух резко различных состояний — согласно используемой в современных ЭВМ двоичной системе счисления (только две цифры — ноль и единица). Аналоговые ИС работают в таких режимах, когда

изменения токов и напряжений происходят непрерывно по тому или иному закону, например по синусоидальному. К аналоговым схемам относятся усилители, генераторы, различные преобразователи сигналов и др.

В БИС и СБИС при большом числе элементов применяются многослойные (многоуровневые) структуры с несколькими подложками, расположенными параллельно друг другу в несколько этажей. Если очень много элементов ИС размещено даже на одной подложке, то *межэлементные соединения*, называемые кратко *межсоединениями*, также располагаются на разных уровнях, разделяемых диэлектрическими пленками. Такая система межсоединений называется *многоуровневой* или *многослойной разводкой*.

## 9.2. ПЛЕНОЧНЫЕ И ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

*Пленочные ИС* имеют подложку (плату) из диэлектрика (стекло, керамика и др.). *Пассивные элементы*, т. е. резисторы, конденсаторы, катушки и соединения между элементами, выполняются в виде различных пленок, нанесенных на подложку. *Активные элементы* (диоды, транзисторы) не делаются пленочными, так как не удалось добиться их хорошего качества. Таким образом, пленочные ИС содержат только пассивные элементы и представляют собой RC-цепи (например, RC-фильтры) или какие-либо другие схемы.

Принято различать ИС *тонкопленочные*, у которых толщина пленок не более 2 мкм, и *толстопленочные*,

у которых толщина пленок значительно больше. Разница между этими ИС заключается не столько в толщине пленок, сколько в различной технологии их нанесения.

Подложки представляют собой диэлектрические пластинки толщиной 0,5–1,0 мм, тщательно отшлифованные и отполированные. При изготовлении пленочных резисторов на подложку наносят резистивные пленки. Если сопротивление резистора не должно быть очень большим, то пленка делается из сплава высокого сопротивления, например из хрома. А для резисторов высокого сопротивления применяется смесь металла с керамикой, получившая название *кермет*. На концах резистивной пленки делают выводы в виде металлических пленок, которые вместе с тем являются линиями, соединяющими резистор с другими элементами. Сопротивление пленочного резистора зависит от толщины и ширины пленки, ее длины и материала. Для увеличения сопротивления делают пленочные резисторы зигзагообразной формы. На рис. 9.1 показана структура пленочных резисторов.

Удельное сопротивление пленочных резисторов выражают в особых единицах — омах на квадрат ( $\text{Ом}/\square$ ), так как сопротивление данной пленки в форме квадрата не зависит от размеров этого квадрата. Действительно, если сделать сторону квадрата, например, в два раза больше, то длина пути тока увеличится вдвое, но и площадь поперечного сечения пленки для тока также возрастет вдвое; следовательно, сопротивление останется без изменения.

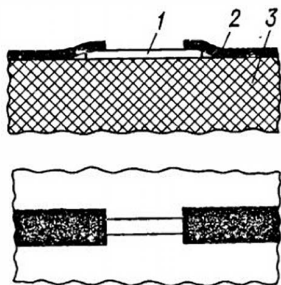


Рис. 9.1. Пленочный резистор

1 — резистивная пленка; 2 — вывод; 3 — подложка

Тонкопленочные резисторы по точности и стабильности лучше толстопленочных, но производство их сложнее и дороже. У тонкопленочных резисторов удельное сопротивление может быть от 10 до 300  $\text{Ом}/\square$  и номиналы — от 10 до  $10^6$  Ом. Точность их изготовления  $\pm 5\%$ , а с подгонкой  $\pm 0,05\%$ . Подгонка состоит в том, что тем или иным способом резистивный слой частично удаляется и сопротивление, сделанное умышленно несколько меньшим, чем нужно, увеличивается до требуемого значения. Температуростабильность тонкопленочных резисторов характеризуется значением ТКС примерно  $0,25 \cdot 10^{-4} \text{ К}^{-1}$ . В течение длительного времени эксплуатации сопротивление этих резисторов мало изменяется.

Толстопленочные резисторы имеют удельное сопротивление от 5 Ом до 1 МОм на квадрат, номиналы от 0,5 до  $5 \cdot 10^8$  Ом, точность без подгонки  $\pm 15\%$ , а с подгонкой  $\pm 0,2\%$ , ТКС примерно  $2 \cdot 10^{-4} \text{ К}^{-1}$ . Их стабильность во времени хуже, чем у тонкопленочных резисторов.

Пленочные конденсаторы чаще всего делаются только с двумя обкладками. Одна из них наносится на подложку и продолжается в виде соединительной линии, затем на нее наносится диэлектрическая пленка, а сверху располагается вторая обкладка, также переходящая в соединительную линию (рис. 9.2). В зависимости от толщины диэлектрика конденсаторы бывают тонко- и толстопленочными. Диэлектриком обычно слу-

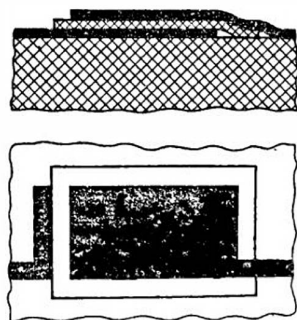


Рис. 9.2. Пленочный конденсатор

жат оксиды кремния, алюминия или титана. Удельная емкость может быть от десятков до тысяч пикофард на квадратный миллиметр, и соответственно этому при площади конденсатора в  $25 \text{ мм}^2$  достигаются номинальные емкости от сотен до десятков тысяч пикофард. Точность изготовления  $\pm 15\%$ , а ТКЕ получается равным  $(0,05 \div 0,2) \cdot 10^{-4} \text{ К}^{-1}$ .

Пленочные катушки делаются в виде плоских спиралей, чаще всего прямоугольной формы (рис. 9.3). Ширина проводящих полосок и просветов между ними обычно составляет несколько десятков микрометров. Тогда получается удельная индуктивность  $10 - 20 \text{ нГн/мм}^2$ . На площади  $25 \text{ мм}^2$  можно получить индуктивность до  $0,5 \text{ мкГн}$ . Обычно такие катушки делаются с индуктивностью не более нескольких микрогенри. Увеличить индуктивность можно нанесением на катушку ферромагнитной пленки, которая будет выполнять роль сердечника. Некоторые трудности возникают при устройстве вывода от внутреннего конца пленочной катушки. Приходится для этого наносить на соответствующее место катушки диэлектрическую пленку, а затем поверх этой пленки наносить металлическую пленку — вывод.

Широкое распространение получили гибридные ИС, в которых пассивные элементы — пленочные, а активные элементы (диоды, транзисторы) — навесные. Навесными элементами в микроэлектронике называют миниатюрные, обычно бескорпусные диоды и тран-

зисторы, представляющие собой самостоятельные элементы, которые приклеиваются («навешиваются») в соответствующих местах к подложке и соединяются тонкими проводничками с пленочными элементами схемы. Иногда в гибридных ИС навесными могут быть и некоторые пассивные элементы, например миниатюрные конденсаторы с такой большой емкостью или катушки с такой индуктивностью, что их невозможно осуществить в виде пленок. Это могут быть и миниатюрные трансформаторы. В некоторых случаях в гибридных ИС навесными являются целые полупроводниковые ИС.

Гибридная ИС, состоящая из конденсатора, транзистора и резистора, показана на рис. 9.4. Это может быть, например, часть усилительного каскада. Проводнички от транзистора или от других навесных элементов присоединяются к соответствующим точкам схемы чаще всего методом термокомпресии (провод при высокой температуре прижимается под большим давлением).

Гибридные ИС изготавливаются следующим образом. Сначала делается подложка. Ее тщательно шлифуют и полируют. Затем наносятся резистивные пленки, далее нижние обкладки конденсаторов, катушки и соединительные линии, после этого диэлектрические пленки, а затем снова металлические. Навешиваются (приклеиваются) активные и другие дискретные элементы, и их выводы присоединяются к соответствующим точкам схемы. Схема помещается в корпус и присоединяется к контактным штырькам корпуса. Производится испытание схемы. Далее корпус герметизируется и маркируется, т. е. на нем делаются необходимые условные обозначения.

Разновидность гибридных БИС — так называемые *микросборки*. Обычно в их составе различные элементы, компоненты и интегральные схемы. Особенность микросборок состоит в том, что они являются изделиями частного применения, т. е. изготавливаются для конкретного типа аппаратуры. А обычные БИС представляют собой *изделия общего применения*, пригодные для различных

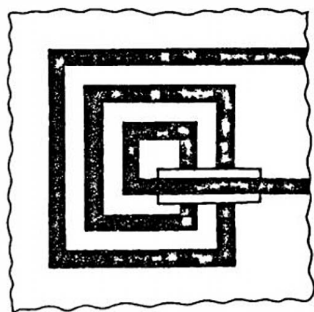


Рис. 9.3. Пленочная катушка

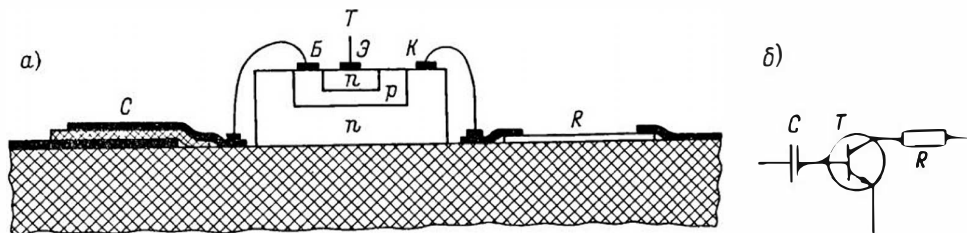


Рис. 9.4. Структура (а) и электрическая схема (б) гибридной интегральной микросхемы

видов аппаратуры. Иногда микросборками также называют наборы нескольких активных или пассивных элементов, находящихся в одном корпусе и имеющих самостоятельные выводы. Иначе эти наборы еще называют *матрицами*.

### 9.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Как было указано выше, в полупроводниковых ИС все элементы выполнены внутри (в приповерхностном слое) и на поверхности полупроводниковой подложки, называемой кристаллом, которая представляет собой пластинку кремния толщиной 200—300 мкм. Площадь кристалла бывает обычно от  $1,5 \times 1,5$  до  $6 \times 6$  мм. По сравнению с пленочными и гибридными ИС полупроводниковые микросхемы имеют наиболее высокое число элементов в единице объема и наибольшую надежность (наименьшую интенсивность отказов). Недостаток полупроводниковых ИС — несколько худшее качество пассивных элементов (резисторы и конденсаторы) и невозможность создания в полупроводнике катушек индуктивности. Тем не менее полупроводниковые ИС занимают ведущее место в микроэлектронике, так как именно на их основе делаются большие и сверхбольшие ИС.

**Изоляция.** Поскольку все элементы делаются в едином полупроводниковом кристалле, то важно обеспечить изоляцию элементов от кристалла и друг от друга. Применяется несколько способов изоляции. Наиболее простой и дешевой является изоляция  $n-p$ -переходом. В этом случае в кристалле, например из кремния типа  $p$ , методом

диффузии делаются области типа  $n$ , называемые «карманами» (рис. 9.5). В «карманах» затем формируются необходимые пассивные или активные элементы, а  $n-p$ -переход между «карманом» и кристаллом в работающей ИС постоянно находится под обратным напряжением. Для этого на кристалл постоянно подается отрицательный потенциал в несколько вольт. Кремниевый  $n-p$ -переход при обратном напряжении имеет очень высокое сопротивление (несколько мегаом), которое и выполняет роль изоляции. Очевидно, что между любыми двумя элементами сопротивление изоляции будет равно двойному обратному сопротивлению изолирующего  $n-p$ -перехода. Следует учитывать, что каждый такой переход имеет барьерную емкость, и поэтому между элементами возникает паразитная емкостная связь через емкости переходов.

Второй вид изоляции — диэлектрическим слоем — показан на рис. 9.6. Здесь также имеются «карманы» для последующего формирования в них нужных элементов, но между «карманом» и кремниевым кристаллом имеется тонкий диэлектрический слой диоксида кремния  $\text{SiO}_2$ . Создание этого слоя значительно усложняет изготовление микросхемы. Но зато изоляция получается значительно лучше, чем  $n-p$ -переходом. И паразитная емкость между

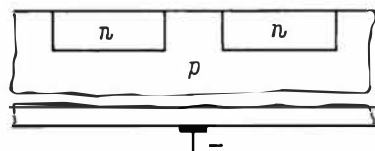


Рис. 9.5. Изоляция элементов  $n-p$ -переходом

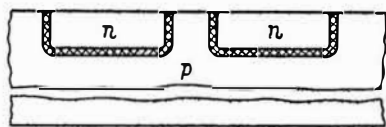


Рис. 9.6. Изолация элементов диэлектрическим слоем

«карманом» и кристаллом при этом методе изоляции гораздо меньше, так как диэлектрический слой в несколько раз толще изолирующего  $n-p$ -перехода. Однако из-за технологической сложности изоляции диэлектрическим слоем чаще всего применяется изоляция  $n-p$ -переходом. В дальнейшем изложении везде на рисунках показана именно такая изоляция.

Получила распространение изоляция типа *кремний на сапфире*. На сапфировой подложке, являющейся хорошим диэлектриком, наращивается эпитаксиальный слой кремния, что вполне возможно, так как сапфир и кремний имеют одинаковую кристаллическую решетку. Слой кремния протравливается до сапфира так, что образуются кремниевые «островки» (рис. 9.7, а). В этих «островках» методом диффузии формируются необходимые элементы, которые оказываются изолированными друг от друга снизу сапфиром, а с боков — воздухом. Недостаток этого метода в том, что у микросхемы получается рельефная поверхность, затрудняющая устройство металлических соединений между элементами.

Представляет интерес еще так называемая *изопланарная технология* создания изоляции, иначе называемая *комбинированной*. В этом случае боковые стороны «карманов» изолированы диэлектрическим слоем диоксида кремния,

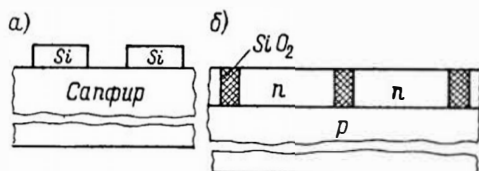


Рис. 9.7. Изолация «кремний на сапфире» (а) и изопланарная (б)

а нижняя сторона изолирована от подложки  $n-p$ -переходом под обратным напряжением (рис. 9.7, б). При таком методе паразитная емкость между элементами несколько меньше, чем при изоляции только  $n-p$ -переходом, и достигается большая плотность размещения элементов, так как промежутки между элементами значительно уменьшаются.

**Биполярные транзисторы.** Они делаются по планарной или планарно-эпитаксиальной технологии. Методом диффузии в кристалле создаются области коллектора, базы и эмиттера (рис. 9.8). На рисунке транзистор показан в разрезе и в плане. Структура транзистора углубляется в кристалл не более чем на 15 мкм, а линейные размеры транзистора на поверхности не превышают нескольких десятков микрометров.

Как правило, изготавливаются транзисторы типа  $n-p-n$ . Внутренний (скрытый) слой с повышенной концентрацией примесей  $n^+$  в коллекторе служит для уменьшения сопротивления и, следовательно, потерь мощности в области коллектора. Но у коллекторного пере-

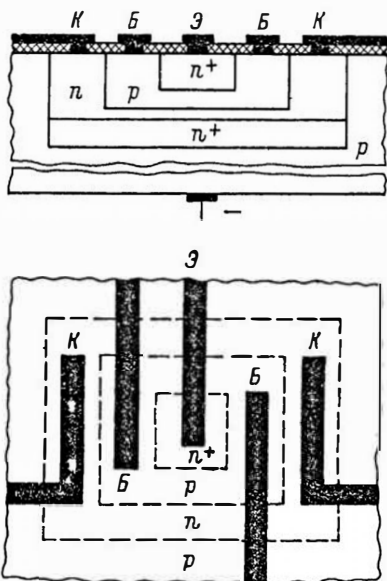


Рис. 9.8. Биполярный транзистор типа  $n-p-n$

хода область коллектора должна иметь пониженную концентрацию примесей, чтобы переход имел большую толщину. Тогда емкость у него будет меньше, а напряжение пробоя выше. Область эмиттера также часто делают типа  $n^+$  для уменьшения сопротивления и увеличения инжекции. Сверху на транзисторе создается защитный слой оксида  $\text{SiO}_2$ . От областей коллектора и базы часто делают по два вывода (рис. 9.8), для того чтобы можно было соединить данный транзистор с соседними элементами без пересечений соединительных линий. Такие пересечения весьма нежелательны, так как они значительно усложняют производство. Действительно, в месте пересечения надо на нижнюю соединительную линию нанести диэлектрическую пленку, а поверх нее нанести верхнюю соединительную линию, т. е. надо сделать две лишние технологические операции. Кроме того, место пересечения всегда представляет опасность в отношении пробоя от случайных перенапряжений.

Важная проблема при проектировании и конструировании ИС — такое размещение (топология) элементов схемы, при котором соединения могут быть сделаны без пересечений или, в крайнем случае, с минимальным числом пересечений. Кроме того, важно, насколько это возможно, уменьшить паразитные связи между элементами. При большом числе элементов может быть огромное число вариантов их размещения, и для рассмотрения всех таких вариантов с целью выбора оптимального надо затратить очень много времени. В последнее время эту работу стали выполнять электронно-вычислительные машины, которые, действуя по определенным заданным условиям, в

короткое время могут выбрать наилучший вариант размещения элементов.

Типичные параметры биполярных транзисторов полупроводниковых ИС таковы: коэффициент усиления тока базы 200, граничная частота до 500 МГц, емкость коллектора до 0,5 пФ, пробивное напряжение для коллекторного перехода до 50 В, для эмиттерного до 8 В. Удельное сопротивление  $n$ - и  $p$ -слоев составляет несколько сотен, а  $n^+$ -слоев — не более 20 Ом/□.

Необходимо обратить внимание на то, что в полупроводниковых ИС всегда образуются некоторые паразитные элементы. Например, из рис. 9.8 видно, что наряду с транзистором типа  $n-p-n$ , созданным в кристалле типа  $p$ , существует паразитный транзистор  $p-n-p$ , который образуется кристаллом, областью коллектора и областью базы транзистора. А транзистор  $n-p-n$  вместе с кристаллом образует паразитный тиристор  $n-p-n-p$ . Вследствие наличия обратного напряжения на изолирующем переходе паразитные транзисторы и тиристор нормально заперты, но при попадании в них каких-либо импульсов помех может произойти нежелательное отпирание и срабатывание этих элементов.

В биполярных транзисторах, изготовленных по планарной технологии, основной ток через эмиттерный и коллекторный переходы протекает вертикально (если сама ИС расположена горизонтально). Такие транзисторы, называемые *вертикальными*, делают преимущественно типа  $n-p-n$ . В некоторых случаях нужны транзисторы типа  $p-n-p$ . Они обычно имеют такую структуру, что ток через переходы протекает в горизонтальном направлении (рис. 9.9). Эти транзисторы называют *горизонтальными*. У них база по сравнению с вертикальными транзисторами получается толще и соответственно этому граничная частота ниже.

Для учета влияния паразитных элементов составляют эквивалентную схему транзистора. Возможны различные эквивалентные схемы. Один из вариантов показан на рис. 9.10. Здесь у основ-

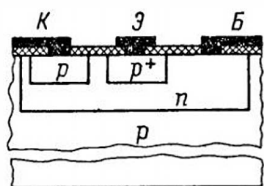


Рис. 9.9. Горизонтальный транзистор типа  $p-n-p$

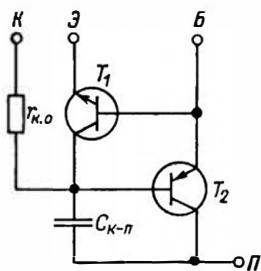


Рис. 9.10. Эквивалентная схема транзистора ИС

ного транзистора  $T_1$  типа  $n-p-n$  коллектор имеет емкость  $C_{к-п}$  относительно подложки  $П$ , а область базы и коллектора основного транзистора вместе с подложкой образуют паразитный транзистор  $T_2$  типа  $p-n-p$ . Между областью коллектора и ее выводом показано так называемое объемное сопротивление коллектора  $r_{к.о.}$ , которое может составлять десятки ом. Постоянная времени  $r_{к.о.}C_{к-п}$  влияет на время заряда и разряда емкости  $C_{к-п}$ , а следовательно, и на частотные свойства транзистора. Чем меньше  $C_{к-п}$  и  $r_{к.о.}$ , тем выше предельная частота. Для уменьшения  $r_{к.о.}$  создается скрытый  $n^+$ -слой в коллекторе, а для уменьшения  $C_{к-п}$  применяется изоляция диэлектриком, что исключает образование паразитного транзистора  $T_2$ .

**Многозмиттерные транзисторы.** Помимо обычных транзисторов в цифровых полупроводниковых ИС применяют-

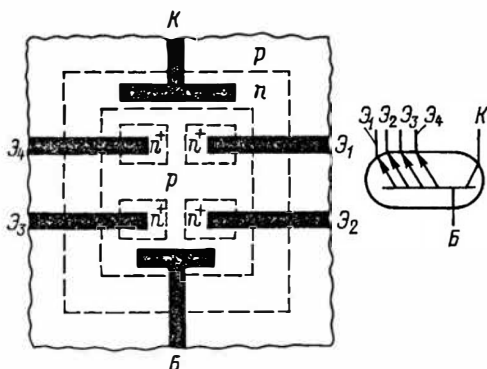


Рис. 9.11. Структура и условное графическое обозначение многозмиттерного транзистора

ся также многозмиттерные транзисторы. Принцип устройства таких транзисторов и их изображение на схемах показаны на рис. 9.11. Для примера взят четырехэмиттерный транзистор. Такой транзистор можно отпирать подачей импульса прямого напряжения на любой из четырех эмиттерных переходов. К каждому эмиттеру подключается свой источник отпирающего импульса. При этом важно, чтобы такой импульс напряжения не проник в другие источники входных импульсов, так как эмиттерные переходы, не работающие в данный момент, будут находиться под обратным напряжением.

Например, если на эмиттер  $Э_1$  подан импульс отрицательного напряжения, то  $n-p$ -переход этого эмиттера отпирается и в транзисторе возникает коллекторный ток. Отрицательный потенциал с  $Э_1$  передается на базу типа  $p$ , а поскольку эмиттеры  $Э_2$ ,  $Э_3$  и  $Э_4$  имеют нулевой потенциал, то на их  $n-p$ -переходах получается обратное напряжение, резко увеличивается сопротивление и, таким образом, импульс, поданный на  $Э_1$ , не будет попадать в цепи эмиттеров  $Э_2$ ,  $Э_3$  и  $Э_4$ , т. е. эти цепи развязаны друг с другом. Если бы четыре разных источника отпирающих импульсов были подключены вместе к одному эмиттеру, то развязки не получилось бы. В этом случае для развязки в цепь каждого источника входного сигнала включают диоды, что значительно сложнее, чем применение одного многозмиттерного транзистора.

Следует обратить внимание, что в многозмиттерном транзисторе работающий эмиттер вместе с базой и другим, соседним, эмиттером образует паразитный транзистор. Чтобы уменьшить влияние последнего, между соседними эмиттерами делают расстояние не менее 10 мкм, т. е. у такого паразитного транзистора получается сравнительно толстая база.

Подобно многозмиттерным транзисторам применяются многоколлекторные транзисторы. Их структуру можно представить себе, если в схеме на рис. 9.11 четыре эмиттера включить

как коллекторы, а коллектор заставить работать как эмиттер.

**Супербета-транзистор.** В микросхемах иногда делают транзисторы с таким названием. В них база имеет толщину всего лишь 0,2–0,3 мкм и за счет этого коэффициент усиления  $\beta$  достигает нескольких тысяч. Однако предельное напряжение  $u_{к-б}$  в этих транзисторах не превышает 2 В. При большем напряжении происходит смыкание коллекторного перехода с эмиттерным.

**Составной транзистор.** Представляет собой пару транзисторов, соединенных так, что получается элемент с очень высоким коэффициентом  $\beta$ . Чаще всего встречается так называемая *пара Дарлингтона* (рис. 9.12). На основании схемы можно установить следующие соотношения:

$$i_{б2} = i_{б1} = (\beta_1 + 1) i_б; \quad (9.1)$$

$$i_к = i_{к1} + i_{к2} = \beta_1 i_{б1} + \beta_2 i_{б2}. \quad (9.2)$$

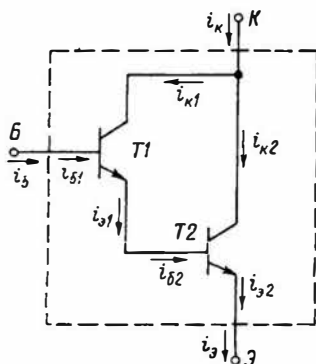


Рис. 9.12. Электрическая схема составного транзистора

Если значение  $i_{б2}$  подставить во второе равенство и разделить это равенство на  $i_б$ , то получим результирующий коэффициент усиления составного транзистора:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2. \quad (9.3)$$

При  $\beta_1 = \beta_2 = 100$  получаем  $\beta = 10^4$ . Практически  $\beta$  может достигать нескольких тысяч.

**Транзистор с барьером Шотки.** Это биполярный транзистор, у которого кол-

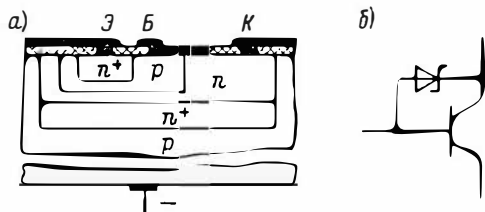


Рис. 9.13. Структура (а) и электрическая схема (б) транзистора с барьером Шотки

лекторный переход шунтирован диодом Шотки. Как было показано в § 2.4, диод Шотки имеет контакт металла с полупроводником и обладает выпрямляющими свойствами. Его достоинство — отсутствие диффузионной емкости, и за счет этого рабочие частоты диода достигают 15 ГГц. На рис. 9.13 показаны схема транзистора с барьером Шотки и структура такого транзистора в полупроводниковой ИС. В нем алюминиевая металлизация обеспечивает невыпрямляющий контакт с базой типа p, но создает выпрямляющий контакт, т. е. диод Шотки с коллектором типа n. При работе такого транзистора в режиме ключа значительно повышается быстродействие. Транзистор быстрее переходит из открытого состояния в закрытое.

**Диоды (транзисторы в диодном включении).** Ранее диоды ИС выполнялись в виде структуры из двух областей с различным типом электропроводности, т. е. в виде обычного n–p-перехода. В последние годы в качестве диодов стали применяться биполярные транзисторы в диодном включении. Это оказалось удобным для производства. Возможны пять вариантов диодного включения транзистора. Они показаны на рис. 9.14 и несколько отличаются друг от друга параметрами. В варианте БК – Э замкнуты накоротко база и коллектор. У такого диода время восстановления, т. е. время переключения из открытого состояния в закрытое, наименьшее — единицы наносекунд. В варианте Б–Э используется только эмиттерный переход. Время переключения в этом случае в несколько раз больше. Оба этих варианта имеют минимальную емкость (десятые доли



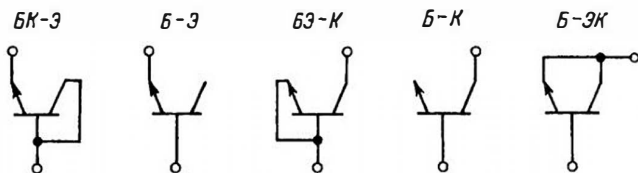


Рис. 9.14. Варианты использования транзисторов в качестве диодов

пикофарада) и минимальный обратный ток (0,5–1,0 нА), однако и минимальное пробивное напряжение. Последнее несущественно для низковольтных ИС. Вариант БЭ–К, в котором закорочены база и эмиттер, и вариант Б–К (с использованием одного коллекторного перехода) по времени переключения и емкости примерно равноценны варианту Б–Э, но имеют более высокое пробивное напряжение (40–50 В) и больший обратный ток (15–30 нА). Вариант Б–ЭК с параллельным соединением обоих переходов имеет наибольшее время переключения (100 нс), наибольший обратный ток (до 40 нА), несколько большую емкость и такое же малое пробивное напряжение, как и в первых двух вариантах. Чаще всего используются варианты БК–Э и Б–Э.

Некоторые из рассмотренных вариантов диодов иногда применяют в качестве стабилитронов. Для стабильного напряжения 5–10 В используют вариант Б–Э при обратном напряжении в режиме электрического пробоя. Стабильные напряжения, кратные прямому напряжению 0,7 В, получают при последовательном соединении диодов (вариантов) БК–Э, работающих при прямом напряжении. Температурный коэффициент напряжения (ТКН) в таких стабилитронах составляет единицы милливольт на кельвин. Наименьший ТКН получают при последовательном встречном соединении двух диодов  $n^+ - p$ . По структуре они аналогичны транзистору, у которого сделаны две эмиттерные области (рис. 9.15). Один диод работает в режиме электрического пробоя, а другой — при прямом напряжении. Поскольку ТКН при прямом и обратном напряжении имеет разные знаки, то проявляется эффект компенсации и результирующий ТКН получается менее 1 мВ/К.

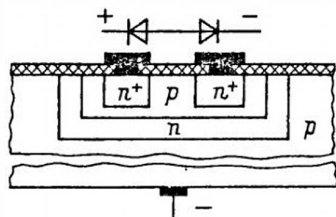


Рис. 9.15. Стабилитрон из двух диодов для температурной компенсации

**Полевые транзисторы с  $n - p$ -переходом.** Эти транзисторы могут быть изготовлены совместно с биполярными — на одном кристалле. На рис. 9.16, а показана структура планарного полевых транзистора с  $n$ -каналом. В «кармане»  $n$ -типа созданы области ( $n^+$ -типа) стока и истока и область ( $p$ -типа) затвора. Сток расположен в центре, затвор вокруг него. Для уменьшения начальной толщины канала иногда внутри делают скрытый слой  $p^+$ , но это связано с

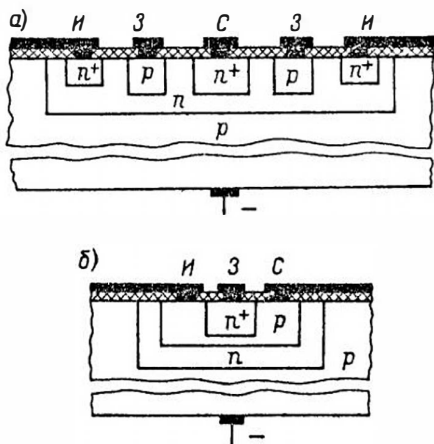


Рис. 9.16. Полевой транзистор полупроводниковой ИС с каналом  $n$ -типа (а) и  $p$ -типа (б)

усложнением технологических процессов. Другой вариант полевого транзистора — с каналом  $p$ -типа — изображен на рис. 9.16,б. Его структура совпадает со структурой обычного  $n$ — $p$ — $n$ -транзистора. В качестве канала используется слой базы.

**МОП-транзисторы.** Биполярные транзисторы в ИС все больше вытесняются транзисторами типа МОП (или МДП). Это объясняется важными преимуществами МОП-транзисторов, в частности их высоким входным сопротивлением и простотой устройства. Особенно просто изготавливаются МОП-транзисторы с индуцированным каналом. Для них в кристалле  $p$ -типа надо лишь создать методом диффузии области  $n^+$  истока и стока (рис. 9.17,а). На переходах между этими областями и подложкой поддерживается обратное напряжение, и таким образом осуществляется изоляция транзисторов от кристалла и друг от друга. Аналогична изоляция канала от кристалла.

Несколько сложнее изготовление на подложке типа  $p$  МОП-транзистора с каналом  $p$ -типа, так как для подобного транзистора необходимо сначала сделать «карман»  $n$ -типа (рис. 9.17,б). В некоторых ИС находят применение пары МОП-транзисторов с каналами  $n$ - и  $p$ -типа.

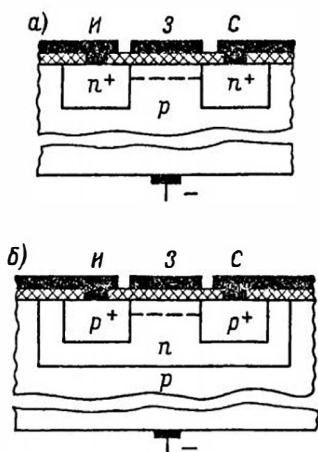


Рис. 9.17. МОП-транзистор полупроводниковой ИС с индуцированным каналом  $n$ -типа (а) и  $p$ -типа (б)

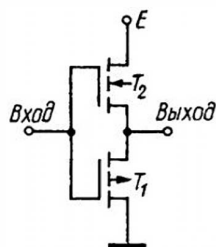


Рис. 9.18. Схема инвертора на комплементарных транзисторах

Такие пары называют *комплементарными транзисторами* (КМОП или КМДП). Комплементарные транзисторы применяются в ключевых (цифровых) схемах и отличаются очень малым потреблением тока и высоким быстродействием. Встречаются также ИС, в которых на одном общем кристалле изготовлены биполярные и МОП-транзисторы.

Примером использования комплементарных транзисторов может служить схема *инвертора*, широко применяемая в различных цифровых (логических) устройствах. В схеме на рис. 9.18 показаны транзисторы с индуцированными каналами  $n$ - и  $p$ -типа. Их затворы соединены параллельно и являются входом; стоки также соединены параллельно и являются выходом. Для источника питания  $E$  транзисторы соединены последовательно. При подаче на вход положительного или отрицательного напряжения индуцированный канал возникает в одном или в другом транзисторе, т. е. один транзистор открывается в то время, когда другой заперт. Если заперт транзистор  $T_1$ , а  $T_2$  открыт, то на выходе будет напряжение, близкое к  $E$ . При запертом транзисторе  $T_2$  и открытом  $T_1$  выходное напряжение близко к нулю. Таким образом, схема может находиться в одном из двух различных состояний. Поскольку в любом из этих состояний один транзистор заперт, то вся схема потребляет от источника питания ничтожно малый ток.

Технология изготовления МОП-транзисторов непрерывно совершенствуется, и в настоящее время существует несколько различных типов структур

таких транзисторов. Однако основной принцип их работы не меняется.

**Транзисторы в микрорежиме.** Работа транзисторов при очень малой мощности необходима в некоторых электронных устройствах, и прежде всего во многих схемах микроэлектроники. Для биполярных транзисторов принято считать микрорежимом их работу при токе коллектора менее 100 мкА. В ряде случаев токи снижаются до наноампер. Напряжение коллектор — база для микрорежима обычно бывает от десятых долей вольта до нескольких вольт. В микрорежиме существенно изменяются параметры транзистора. Значительно уменьшается коэффициент передачи тока и снижается быстродействие, транзистор становится более низкочастотным. Зато входное сопротивление резко возрастает и доходит до десятков и сотен килоом даже при включении транзистора с общей базой. Для повышения граничной частоты в специальных микромощных транзисторах снижают емкости переходов за счет уменьшения их площади. У полевых транзисторов при работе в микрорежиме снижается крутизна и ухудшаются частотные свойства.

**Резисторы.** В полупроводниковых ИС используются так называемые *диффузионные резисторы*, представляющие собой созданные внутри кристалла области с тем или иным типом электропроводности. На рис. 9.19 показаны структуры таких резисторов. Сопротивление диффузионного резистора зависит от длины, ширины и толщины области, выполняющей роль резистора, и от удельного сопротивления, т. е. от концентрации примесей. Резистор типа  $p$  (рис. 9.19, а) делается одновременно с базами транзисторов. В этом случае удельное сопротивление составит сотни ом на квадрат и могут быть получены номиналы до десятков килоом. Для увеличения сопротивления иногда резистор делают зигзагообразной конфигурации. Если необходимы относительно малые сопротивления (единицы и десятки ом), то резисторы изготавливают одновременно с эмиттерными областями типа  $n$  (рис. 9.19, б) транзисторов. Температурный коэффициент диффузионных полу-

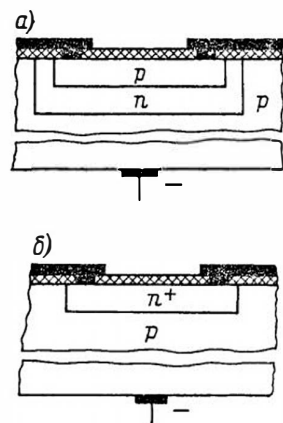


Рис. 9.19. Диффузионные резисторы полупроводниковых ИС

проводниковых резисторов получается равным десятым долям процента на кельвин и менее. Допуск (отклонение от номинала) составляет  $\pm (15-20)\%$ , а иногда и более.

В последнее время помимо метода диффузии для изготовления резисторов ИС стали применять *метод ионной имплантации*. Он состоит в том, что соответствующее место кристалла подвергается бомбардировке ионами примеси, которые проникают в кристалл на глубину 0,2–0,3 мкм. У таких ионно-легированных резисторов удельное сопротивление может быть до 20 кОм/□, а номиналы достигают сотен килоом с допуском  $\pm (5-10)\%$ .

Следует обратить внимание на паразитную емкость по отношению к подложке. Кроме того, у резистора типа  $p$  (рис. 9.19, а) вместе с кристаллом образуется паразитный  $p-n-p$ -транзистор. При проектировании ИС всегда выбираются такие режимы работы резистора, в которых паразитный транзистор заперт и практически не оказывает вредного влияния. Паразитная емкость ограничивает рабочие частоты, на которых сопротивление резистора можно считать активным. На частотах выше некоторой граничной сопротивление резистора становится комплексным.

Эквивалентная схема диффузионного резистора со структурой, изображенной

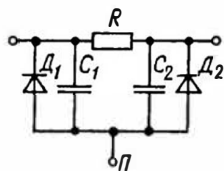


Рис. 9.20. Эквивалентная схема диффузионного резистора

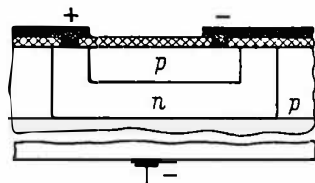


Рис. 9.21. Диффузионный конденсатор полупроводниковой ИС

на рис. 9.19, б, показана на рис. 9.20. В ней учтены паразитные элементы: конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$ , соответствующие емкости между резистором и подложкой, и диоды  $D_1$  и  $D_2$ , находящиеся под обратным напряжением. Диоды соответствуют изолирующему  $n-p$ -переходу. Схема является приближенной, так как на самом деле емкость и сопротивление изоляции распределены вдоль резистора.

В качестве резистора может быть использован канал МОП-структуры. Такие МОП-резисторы делаются одновременно с МОП-транзисторами. Если по структуре они изготовлены аналогично транзисторам, то подбором напряжения затвора можно установить нужное сопротивление резистора. Аналогичны МОП-резисторам так называемые *пинч-резисторы*, имеющие структуру полевого транзистора с  $n-p$ -переходом. Резистором служит канал, а нужное сопротивление подбирается напряжением затвора.

**Конденсаторы.** Типичным для полупроводниковых ИС является *диффузионный конденсатор*, в котором используется барьерная емкость  $n-p$ -перехода. Емкость такого конденсатора (рис. 9.21) зависит от площади перехода, диэлектрической проницаемости полупроводника и толщины перехода, которая, в свою очередь, зависит от концентрации примесей. Если нужна большая емкость, то переход делают одновременно с эмиттерными переходами транзисторов. Так как область эмиттера имеет электропроводность  $n^+$ -типа, то переход в конденсаторе будет более тонким; удельная емкость получится больше, примерно  $1000 \text{ пФ/мм}^2$ . В этом случае конденсаторы делаются емкостью до

$1500 \text{ пФ}$  с допуском  $\pm 20\%$ . Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) составляет примерно  $-10^{-3} \text{ К}^{-1}$ , пробивное напряжение не превышает  $10 \text{ В}$ . К сожалению, у таких конденсаторов низкая добротность — не более 20 на частоте  $1 \text{ МГц}$ . У конденсаторов, изготовленных одновременно с коллекторными переходами, удельная емкость будет меньше, примерно  $150 \text{ пФ/мм}^2$ . Такие конденсаторы имеют емкость не более  $500 \text{ пФ}$  с допуском  $\pm 20\%$ . Пробивное напряжение у них до  $50 \text{ В}$ , ТКЕ равен  $-10^{-3} \text{ К}^{-1}$  и добротность на частоте  $1 \text{ МГц}$  доходит до 100. Сравнительно низкая добротность рассмотренных конденсаторов объясняется тем, что диэлектриком служит полупроводниковый  $n-p$ -переход, в котором велики потери энергии. Да и обкладки, роль которых выполняют полупроводниковые слои, имеют значительное сопротивление.

Диффузионные конденсаторы работают только при обратном напряжении, которое должно быть постоянным для получения постоянной емкости. Так как барьерная емкость нелинейна, то диффузионный конденсатор может работать в качестве конденсатора переменной емкости, регулируемой электрически — путем изменения постоянного напряжения на конденсаторе. Изменяя обратное напряжение в пределах  $1-10 \text{ В}$ , можно изменять емкость в  $2,0-2,5$  раза. В некоторых схемах РЭА требуются нелинейные конденсаторы. Их функции могут выполнять диффузионные конденсаторы.

На рис. 9.22 показан МОП-конденсатор, применяемый в полупроводниковых ИС, особенно в таких, которые работают на МОП-транзисторах. Одной



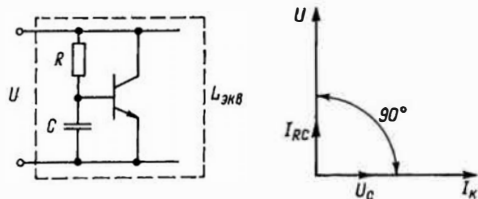


Рис. 9.25. Эквивалент индуктивности

от тока  $I_{RC}$  на  $90^\circ$ . Напряжение  $U_C$  подается на базу и управляет коллекторным током транзистора  $I_k$ , который совпадает по фазе с напряжением  $U_C$ , т. е. отстает на  $90^\circ$  от напряжения  $U$ .

Таким образом, транзистор в этой схеме создает для напряжения  $U$  сопротивление, эквивалентное некоторому индуктивному сопротивлению  $x_L = U/I_k = \omega L_{\text{экв}}$ . Иначе говоря, транзистор эквивалентен некоторой индуктивности  $L_{\text{экв}} = U/(\omega I_k)$ . Устанавливая с помощью питающих напряжений больший или меньший ток  $I_k$ , можно получать различные значения  $L_{\text{экв}}$ . Поскольку сопротивление  $RC$ -цепи во много раз больше  $x_L$ , то влиянием этой цепочки пренебрегают.

**Резервирование (дублирование).** Как уже было указано, полупроводниковые

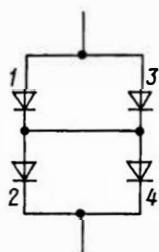


Рис. 9.26. Принцип дублирования диода

ИС имеют весьма высокую надежность. Однако в некоторых, особо ответственных случаях необходимо надежность еще повысить. Один из методов повышения надежности — резервирование (дублирование) элементов. Поясним этот принцип на примере диода. На рис. 9.26 показана схема включения четырех диодов вместо одного, причем диоды соединены друг с другом последовательно и параллельно. Отказ диода может быть, как правило, следствием либо пробоя (короткого замыкания), либо разрыва цепи. Пусть каждый диод имеет прямое сопротивление 10 Ом и обратное 1 МОм. Если, например, пробит диод 1 и его сопротивление приближенно можно считать равным нулю, то будут работать диоды 2 и 4, которые создадут прямое сопротивление 5 Ом и обратное 0,5 МОм. А если в диоде 1 произойдет нарушение контакта (обрыв), то останутся работать диоды 2, 3 и 4. Они дадут прямое сопротивление 15 Ом и обратное 1,5 МОм.

Аналогично все будет при отказе любого другого диода. Вероятность отказа одновременно двух диодов, приводящая к отказу всей четверки, ничтожно мала. Таким образом, повышение надежности по принципу дублирования дает весьма ощутимый эффект. (Кстати, в начале главы мы отмечали, что такой принцип действует в отношении нервных клеток в человеческом мозгу.)

**Совмещенные ИС.** В тех случаях, когда необходимо высокое качество пассивных элементов ИС, прибегают к так называемым *совмещенным ИС*. В полупроводниковом кристалле делают активные элементы (диоды, транзисто-

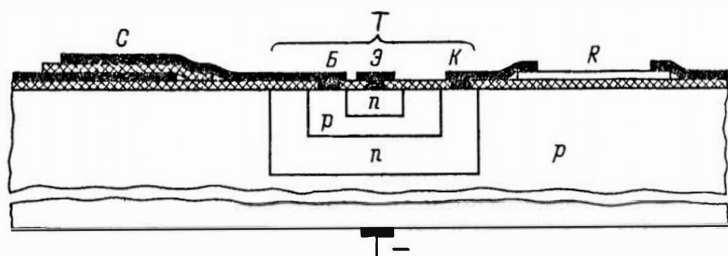


Рис. 9.27. Совмещенная ИС

ры). На кристалле создают изолирующий слой  $\text{SiO}_2$ , а на него наносят пленочные пассивные элементы. Пример прежней схемы (см. рис. 9.4), состоящей из конденсатора, транзистора и резистора, но выполненной по совмещенной технологии, показан на рис. 9.27. Разумеется, такие схемы дороже и имеют заметно большие размеры, нежели полупроводниковые ИС, но обладают лучшими параметрами.

**Принципы изготовления ИС.** На рис. 9.28 показана упрощенно возможная технология изготовления полупроводниковых ИС. На кремниевом кристалле типа  $p$  (рис. 9.28, а) с тщательно отшлифованной поверхностью создается тонкий слой  $\text{SiO}_2$  (2) и на него наносится слой так называемого *фоторезиста* (1). Фоторезист представляет собой вещество, которое под действием облучения становится кислотостойким (или, наоборот, кислотостойкое вещество, которое под действием облучения становится растворимым в кислоте). Затем на фоторезист воздействуют ультрафиолетовыми лучами (рис. 9.28, б) через так называемый *фотошаблон* (3), представляющий собой фотопластинку с соответствующим рисунком, состоящим из прозрачных и непрозрачных участков. Такой фотошаблон получается путем фотографирования с чертежа, выполненного на бумаге. Облученные участки (4) фоторезиста становятся кислотостойкими. Далее кислотой вытравливаются слои 1 и 2 на необлученных участках. Такой метод носит название *фотолитографии*. На этих участках образуется «окно» (5), через которое осуществляется диффузия донорных атомов (6) из нагретого газа (рис. 9.28, в, г).

В результате в кристалле создается  $n$ -область («карман»). Фоторезист, оставшийся на облученных участках, смывается специальным растворителем. Затем все повторяется, т. е. создается на всей поверхности слой  $\text{SiO}_2$ , на нем слой фоторезиста, он облучается через другой фотошаблон, и образуется «окно» меньшего размера, через которое методом диффузии акцепторных атомов внутри  $n$ -области создается  $p$ -область, и т. д.

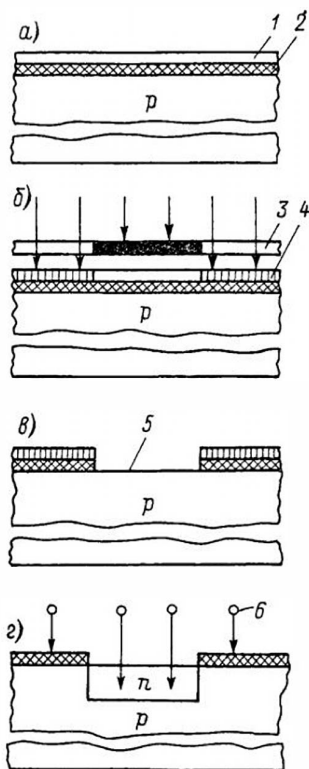


Рис. 9.28. Схема изготовления полупроводниковой ИС

Интегральные микросхемы могут быть изготовлены либо по биполярной технологии, т. е. на основе структур биполярных транзисторов, либо по МДП-технологии, основанной на МДП-структурах. Сравнение показывает, что МДП-технология проще и дешевле. Для создания МДП-схем требуется значительно меньше технологических операций. Схемы на МДП-структурах превосходят схемы на биполярных структурах по плотности упаковки, степени интеграции, потребляемой мощности (ниже), входному сопротивлению (выше), но уступают по быстродействию. Ведутся разработки по повышению быстродействия МДП-схем. Для этого снижают паразитные емкости, применяют каналы  $n$ -типа с примесями, способствующими увеличению подвижности носителей. Иногда применяют комбинированную технологию, в которой сочетаются биполярные и МДП-структуры.

## 9.4. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ НА ПРИБОРАХ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ И С ИНЖЕКЦИОННЫМ ПИТАНИЕМ

*Приборы с зарядовой связью (ПЗС)* относятся к приборам с переносом заряда. Они основаны на принципе переноса заряда вдоль цепочки конденсаторов и в последние годы стали применяться в микроэлектронике — в запоминающих устройствах, линиях задержки, фильтрах, устройствах для обработки сигналов, логических устройствах, приемниках изображений, заменяющих передающие телевизионные трубки. Впервые ПЗС были изготовлены в 1969 г. американскими учеными Н. С. Бойлом и Г. Е. Смитом. Идею создания запоминающих устройств, состоящих из ряда конденсаторов, высказывал еще в 1934 г. В. К. Зворыкин, известный своими работами по передающим телевизионным приборам. А в 1948 г. основатель кибернетики Н. Винер также указывал на возможность хранения информации в виде заряда конденсаторов и передачи этого заряда от одного конденсатора к другому.

Устройство ПЗС поясняется рис. 9.29, на котором изображен так называемый *трехтактный симметричный ПЗС*, представляющий собой цепочку МОП-конденсаторов на общем кристалле *p*-типа. На входе и выходе такой цепочки могут быть диоды или полевые транзисторы. Размер каждого электрода вдоль цепочки составляет 10–15 мкм, промежутки между электродами 2–

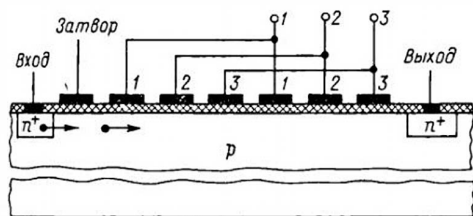


Рис. 9.29. Устройство ИС на приборах с за-  
рядовой связью

4 мкм. Слой диэлектрика имеет толщину 0,1 мкм. Достоинство ПЗС — простота устройства.

Для ПЗС характерны два основных режима работы: 1) хранение информации в виде заряда в одном или нескольких конденсаторах; 2) перенос заряда из одного конденсатора в следующий вдоль цепочки. В цифровых устройствах информация хранится или передается по двоичной системе, в которой наличие заряда означает 1, а отсутствие заряда — 0. В аналоговых устройствах количество заряда может изменяться по определенному закону, соответствующему тому или иному сигналу.

Электроды 1, 2, 3 составляют один элемент ПЗС. От входного электрода через переход  $n^+ - p$  происходит инжекция электронов. Напряжением на затворе можно регулировать ток инжекции. Перенос заряда от электрода 1 к электроду 2 и далее происходит при условии, если напряжения на электродах положительны и напряжение следующего электрода больше напряжения предыдущего электрода или равно ему, т.е. если  $U_2 \geq U_1 > 0$ , затем  $U_3 \geq U_2 > 0$  и т.д. Импульсы напряжения, подаваемые на электроды для переноса заряда и называемые *тактовыми*, обычно составляют 10–20 В.

Процесс переноса заряда от одного электрода к другому поясняется рис. 9.30. В момент времени  $t_1$  заряд  $Q$  находится под электродом 1. В этом случае  $U_1 > 0$ , а  $U_2 = U_3 = 0$ . Следующий момент  $t_2$  соответствует подаче на электрод 2 напряжения  $U_2$ , равного  $U_1$ . Тогда заряд частично переходит в область под электродом 2. При подаче на электрод 2 в момент  $t_3$  напряжения, превышающего  $U_1$ , т. е.  $U_2 > U_1$ , еще большая часть заряда перейдет в область под электродом 2. И наконец в момент  $t_4$ , когда  $U_1$  снижают до 0 и остается  $U_2 > 0$ , заряд полностью переходит в область под электродом 2. Аналогично осуществляется перенос заряда от электрода 2 к электроду 3 и т. д.

Хранение заряда в ПЗС ограничивается термогенерацией пар носителей



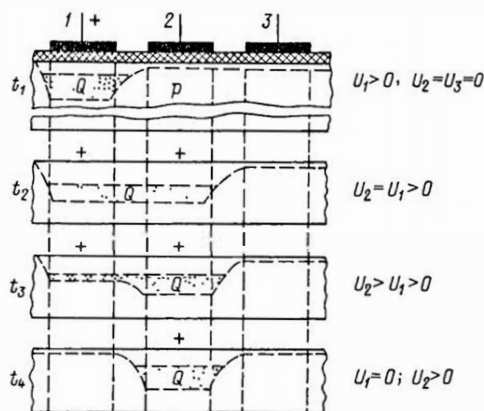


Рис. 9.30. Процесс переноса заряда в ПЗС

заряда, за счет которой нарастает паразитный заряд. Он должен быть во много раз меньше полезного заряда, характеризующего запоминаемый сигнал. Нарастание паразитного заряда определяет минимальную частоту срабатывания ПЗС, которая может составить десятки кГц, и максимальное время хранения информации, которое не превышает 100 мкс. Для уменьшения паразитного заряда применяют охлаждение ПЗС.

Быстродействие ПЗС ограничивается тем, что, хотя передача заряда от одного электрода другому осуществляется в основном за счет дрейфа, в конце этого процесса происходит диффузия, которая совершается значительно медленнее. Перенос заряда сопровождается некоторой его потерей, но все же достигнута такая эффективность, что переносится от 0,970 до 0,999 заряда. Приближение эффективности переноса к единице снижает быстродействие. Практически быстродействие ПЗС характеризуется предельной частотой 1 ГГц.

Рассмотренная трехтактная система ПЗС служит для переноса заряда в одном направлении. Но однонаправленная передача возможна и в двухтактной системе, где в каждом элементе имеется не три, а два электрода специальной формы.

Особый интерес представляют построенные на ПЗС *формирователи сигналов* изображения (ФСИ), иначе назы-

ваемые *формирователями видеосигналов* (ФВС). Они характеризуются конструктивной и технологической простотой, малыми размерами и массой, высокой долговечностью и надежностью, малой потребляемой мощностью, высокой чувствительностью, возможностью работы в спектрах видимых, инфракрасных и ультрафиолетовых лучей. Несмотря на ряд трудностей в осуществлении таких ФВС, они, несомненно, весьма перспективны. Созданы ФВС на сотни тысяч элементов разложения, причем передающая камера имеет размеры пачки сигарет, массу 200 г и потребляет мощность 2 Вт.

*Приборы с инжекционным питанием* впервые были предложены в 1971 г. для цифровых интегральных микросхем. По сравнению с обычным питанием микросхем принцип инжекционного питания имеет ряд преимуществ. В микросхемах с инжекционным питанием достигается высокая степень интеграции и достаточно напряжения питания 0,5–0,9 В. Для осуществления процесса переключения требуется ничтожно малая энергия  $10^{-12}$  Дж и даже менее. Устройство схем с инжекционным питанием очень простое, так как они состоят только из биполярных транзисторов без каких-либо дополнительных элементов и не требуют особой изоляции элементов. Можно допускать значительные изменения напряжения и тока питания без нарушения нормальной работы схемы. Схемы с инжекционным питанием работают в широком диапазоне температур: от  $-60$  до  $+125$  °С. Технологический процесс производства этих схем проще, нежели других схем на биполярных транзисторах. Эти схемы особенно подходят для изготовления больших интегральных схем, и в настоящее время выпускается уже много БИС с инжекционным питанием, в частности БИС для микропроцессоров.

Принцип устройства и работы ИС с инжекционным питанием поясняется на рис. 9.31 и 9.32. На рис. 9.31 изображена структура планарного транзистора типа  $n_1-p_2-n_2$  с инжекционным питанием, представляющего собой одну ячейку ИС. Кристалл типа  $n_1$

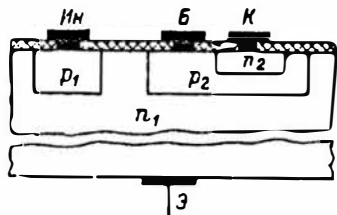


Рис. 9.31. Планарный транзистор с инжекционным питанием

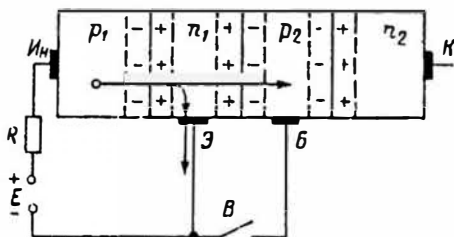


Рис. 9.32. Включение транзистора с инжекционным питанием

выполняет роль эмиттера. В отличие от обычных планарных транзисторов в данном случае применяется инверсное включение. Кроме того, в транзисторе имеется область типа  $p_1$ , называемая инжектором (ИИ). Вместе с эмиттером ( $n_1$ ) и базой ( $p_2$ ) транзистора  $n_1-p_2-n_2$  инжектор входит в состав транзистора  $p_1-n_1-p_2$ . В этом транзисторе инжектор является эмиттером. Переход между инжектором и кристаллом называют *инжекторным переходом*.

Работу транзистора с инжекционным питанием удобно рассмотреть по схеме на рис. 9.32. Здесь у каждого  $n-p$ -перехода знаками «+» и «-» — показаны объемные заряды, созданные атомами примесей. Пусть на инжекторный переход подано прямое напряжение от источника питания  $E$ . Резистор  $R$  включен для ограничения напряжения и тока в инжекторном переходе. Под действием прямого напряжения происходит инжекция дырок из инжектора в эмиттерную область  $n_1$ , а для нейтрализации избыточного заряда инжектированных дырок в эту область под действием напряжения  $E$  приходят электроны. Избыточные электроны и дырки диффундируют через эмиттер к эмиттер-

ному переходу  $n_1-p_2$ . Он обогащается носителями, потенциальный барьер в нем понижается, и сопротивление перехода уменьшается. Дырки и электроны диффундируют далее через базу  $p_2$  к коллекторному переходу  $p_2-n_2$  и также понижают его потенциальный барьер и сопротивление.

Таким образом, в обоих переходах транзистора  $n_1-p_2-n_2$  сопротивление становится малым и этот транзистор работает в режиме, близком к режиму насыщения, т. е. выполняет роль замкнутого ключа. Если теперь замкнуть выключателем  $B$  накоротко базу с эмиттером, то напряжение на эмиттерном переходе станет равным нулю. Тогда к коллекторному переходу  $p_2-n_2$  перестанут поступать носители и сопротивление этого перехода резко возрастет. Транзистор перейдет в состояние, близкое к режиму отсечки, что соответствует разомкнутому ключу. Роль выключателя  $B$  может выполнить другой транзистор с инжекционным питанием, находящийся в режиме насыщения.

В ИС с инжекционным питанием применяют цепочки из нескольких рассмотренных транзисторов. Для всех таких транзисторов кристалл типа  $n$  является общим эмиттером, и в нем создана область  $p$ , служащая общим инжектором. В такой цепочке чередуются транзисторы, находящиеся в режиме насыщения и в режиме отсечки. Если какой-то из транзисторов переходит в режим насыщения, то он замыкает базу и эмиттер следующего транзистора, который переходит в режим отсечки. В настоящее время разработано много различных ИС с инжекционным питанием и это направление микроэлектроники непрерывно развивается.

Для обозначения приборов с инжекционным питанием в литературе часто применяется сокращение И<sup>2</sup>Л (от слов «инжекционная интегральная логика»).

## 9.5. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ДЛЯ СВЧ

На СВЧ (до 15 ГГц) широко используются гибридные ИС. Подложки таких схем делают из керамики, а

также из кварца, сапфира и других материалов. Особенность ИС СВЧ — так называемые *микрополосковые линии*, обладающие распределенными параметрами (т. е. активное сопротивление, индуктивность и емкость распределены вдоль линии). Наибольшее распространение получила несимметричная микрополосковая линия, показанная на рис. 9.33. Она представляет собой тонкопленочную металлическую полосу 1, нанесенную на подложку 2, у которой нижняя поверхность покрыта металлической пленкой 3. При подложке из алюмооксидной керамики толщиной 0,6 мм и ширине полосы 0,6 мм такая линия обладает волновым сопротивлением 50 Ом. Применяются микрополосковые линии и более сложного устройства. Различные элементы включаются либо последовательно — в разрыв микрополосковой линии, либо параллельно — между проводящей полоской и металлизированной нижней поверхностью подложки.

Пассивные элементы (конденсаторы, индуктивности, резонаторы) могут быть выполнены в виде отрезков или комбинаций микрополосковых линий. Используются также сверхминиатюрные дискретные конденсаторы и резисторы. Широко применяются тонкопленочные элементы. Толстопленочная технология используется реже и лишь для схем, работающих на частотах не выше 2 ГГц.

Пленочные конденсаторы делают емкостью от 1 пФ до сотен пикофард. Иногда для малых емкостей применяются гребенчатые конденсаторы (рис. 9.34). Катушки в форме плоской круглой или прямоугольной спирали делают с индуктивностью от единиц до десятков наногенри.

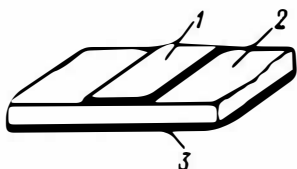


Рис. 9.33. Несимметричная микрополосковая линия



Рис. 9.34. Гребенчатый конденсатор

В качестве активных элементов могут служить бескорпусные малогабаритные биполярные транзисторы, полевые транзисторы с диодом Шотки, лавинно-пролетные диоды, туннельные диоды, диоды Ганна,  $p-i-n$ -диоды, диоды Шотки. Биполярные транзисторы позволяют получать полезную мощность до 10 Вт на частотах до 10 ГГц, а полевые транзисторы — единицы ватт на частотах до 20 ГГц. Применение вместо кремния арсенида галлия, у которого подвижность носителей в несколько раз выше, нежели у кремния, позволяет увеличить граничную частоту транзисторов до десятков гигагерц. Вообще для полупроводниковых ИС СВЧ желательно применение арсенида галлия вместо кремния.

Следует отметить, что одно из важных применений ИС СВЧ — так называемые активные фазированные антенные решетки (АФАР). Эти решетки представляют собой большое число расположенных в одной плоскости и выполненных по микроразностной технологии блоков, каждый из которых содержит излучатель, генератор СВЧ-колебаний и фазировочное устройство. Мощности излучаемых блоками радиоволн складываются в пространстве. Изменяя фазы колебаний отдельных блоков, можно изменять диаграмму направленности АФАР. Особенность АФАР состоит в том, что каждый блок объединяет генератор и излучатель, т. е., по существу, АФАР является радиопередающим устройством. Однако в блоках АФАР могут быть также радиоприемники. Тогда излучатели могут работать как приемные антенны и АФАР становится приемно-передающим устройством. Создание АФАР, содержащих огромное число блоков и имеющих приемлемые, а не гигантские размеры, стало возможным за счет успехов микроразностной электроники.

## 9.6. НАДЕЖНОСТЬ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Интегральные микросхемы характеризуются высокой надежностью. У полупроводниковых микросхем интенсивность отказов составляет  $10^{-8} - 10^{-9} \text{ ч}^{-1}$ .

Полные отказы обычно происходят из-за коротких замыканий и обрывов. Короткие замыкания возникают под действием механических вибраций или ударов либо в результате перегрева и разрушения диэлектриков. Короткому замыканию способствует и попадание влаги в корпус ИС из-за каких-то

дефектов герметизации. Нарушения, и в частности обрывы, контактов могут также возникать от вибраций и ударов или в результате электрохимических и химических процессов.

Постепенные отказы происходят от изменений параметров ИС. Главная причина этих изменений — возникающие на границе кремния и его диоксида процессы, связанные с перемещением ионов, которые имеются в диоксиде. Под действием электрических полей ионы дрейфуют и образуют в слое диэлектрика проводящие каналы. За счет таких паразитных каналов уменьшаются входное сопротивление и коэффициент усиления тока.

## ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

# ПЬЕЗОЭЛЕКТРОНИКА И АКУСТОЭЛЕКТРОНИКА

## 10.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПЬЕЗОЭЛЕКТРОНИКИ

Работа различных приборов пьезоэлектроники основана на *пьезоэлектрическом эффекте*, который был открыт в 1880 г. французскими учеными братьями П. Кюри и Ж. Кюри. Слово «пьезоэлектричество» означает «электричество от давления». *Прямой пьезоэлектрический эффект* (короче *пьезоэффект*) состоит в том, что при давлении на некоторые кристаллические тела, называемые *пьезоэлектриками*, на противоположных гранях этих тел возникают равные, но разные по знаку электрические заряды. Если изменить направление деформации, т. е. не сжимать, а растягивать пьезоэлектрик, то заряды на гранях изменят знак на обратный.

К пьезоэлектрикам относятся некоторые естественные или искусственные кристаллы, например кварц или сегнетова соль, а также специальные пьезо-керамические материалы, например титанат бария. Кроме прямого пьезоэффекта применяется также *обратный пьезоэффект*, который состоит в том, что под

действием электрического поля пьезоэлектрик сжимается или расширяется в зависимости от направления вектора напряженности поля. У кристаллических пьезоэлектриков интенсивность прямого и обратного пьезоэффекта зависит от того, как направлена относительно осей кристалла механическая сила или напряженность электрического поля.

Для практических целей применяют пьезоэлектрики различной формы: прямоугольные или круглые пластинки, цилиндры, кольца. Из кристаллов такие пьезоэлементы вырезают определенным образом, соблюдая при этом ориентировку относительно осей кристалла. Пьезоэлемент помещают между металлическими обкладками или наносят металлические пленки на противоположные грани пьезоэлемента. Таким образом получается конденсатор с диэлектриком из пьезоэлектрика.

Если к такому пьезоэлементу подвести переменное напряжение, то пьезоэлемент за счет обратного пьезоэффекта будет сжиматься и расширяться, т. е. совершать механические колебания. В этом случае энергия электрических колебаний превращается в энергию механических колебаний с частотой, равной

## 10.2. ПРИБОРЫ ПЬЕЗОЭЛЕКТРОНИКИ

частоте приложенного переменного напряжения. Так как пьезоэлемент обладает определенной частотой собственных механических колебаний, то может наблюдаться явление резонанса. Наибольшая амплитуда колебаний пластинки пьезоэлемента получается при совпадении частоты внешней ЭДС с собственной частотой колебаний пластинки. Следует отметить, что имеется несколько резонансных частот, которые соответствуют различным типам колебаний пластинки.

Под воздействием внешней переменной механической силы на пьезоэлементе возникает переменное напряжение той же частоты. В этом случае механическая энергия преобразуется в электрическую и пьезоэлемент становится генератором переменной ЭДС. Можно сказать, что пьезоэлемент является колебательной системой, в которой могут происходить электромеханические колебания. Каждый пьезоэлемент эквивалентен колебательному контуру. В обычном колебательном контуре, составленном из катушки и конденсатора, периодически осуществляется переход энергии электрического поля, сосредоточенной в конденсаторе, в энергию магнитного поля катушки и наоборот. В пьезоэлементе механическая энергия периодически переходит в электрическую. В эквивалентной схеме пьезоэлемента на рис. 10.1 индук-

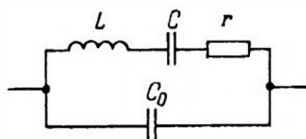


Рис. 10.1. Эквивалентная схема пьезоэлемента

тивность  $L$  отражает инерционные свойства пьезоэлектрической пластинки, емкость  $C$  характеризует упругие свойства пластинки и активное сопротивление  $r$  — потери энергии при колебаниях. Емкость  $C_0$ , называемая статической, представляет собой обычную емкость между обкладками пьезоэлемента и не связана с его колебательными свойствами.

Одним из первых пьезоэлектрических приборов был *кварцевый резонатор*, имеющий очень высокую стабильность частоты колебаний. В течение многих лет кварцевый резонатор успешно применяется для стабилизации частоты генераторов и радиопередатчиков. Особенно высокая стабильность достигается, если кварцевый резонатор поместить в термостат. Существует также особый срез кварцевой пластинки (относительно осей кристалла), при котором и без термостата стабильность частоты весьма высока. Собственная резонансная частота кварцевого резонатора зависит от его геометрических размеров. Так, например, при колебаниях пластинки кварца по толщине резонансная частота определяется именно толщиной пластинки. Изменение толщины под действием температуры приводит к нестабильности частоты.

Пример схемы транзисторного генератора с кварцевой стабилизацией дан на рис. 10.2. Кварцевый резонатор задает на вход транзистора (участок база — эмиттер) колебания со своей стабильной частотой, а усиленные колебания получаются в колебательном контуре, включенном в выходную, коллекторную цепь. Обратная связь, необходимая для самовозбуждения генератора, осуществляется через емкость коллектор — база. Если эта емкость недостаточна, то между коллектором и базой включают дополнительный конденсатор. Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  включены для того,

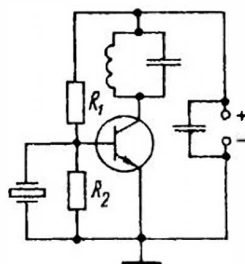


Рис. 10.2. Схема простейшего генератора с кварцевой стабилизацией частоты

чтобы на эмиттерном переходе было прямое напряжение.

Добротность кварцевых резонаторов, т. е. отношение запасаемой реактивной энергии к энергии потерь, очень велика и составляет  $10^4 - 10^6$ . В соответствии с эквивалентной схемой на рис. 10.1 кварцевый резонатор имеет две основные резонансные частоты. Для последовательного резонанса (резонанса напряжений) в цепи  $L - C - r$  частота резонанса  $f_1 = (2\pi\sqrt{LC})^{-1}$ , а для контура, в котором получается параллельный резонанс (резонанс токов), частота резонанса будет выше:  $f_2 = (2\pi\sqrt{LC_0})^{-1}$ , где эквивалентная емкость  $C_0 = CC_0/(C + C_0)$ .

Пьезорезонаторы могут быть сделаны не только из кварца, но и из пьезокерамики. Однако добротность при этом снижается и составляет  $10^2 - 10^4$ .

Кварцевые резонаторы широко используются в качестве эталонов частоты, в приборах для измерения частоты, в электронных часах для обеспечения высокой точности хода. Из кварцевых резонаторов составлены полосовые электрические фильтры, пропускающие весьма узкую полосу частот. Обширную группу пьезоэлектрических приборов представляют различные пьезодатчики, реагирующие на температуру, давление, перемещение, ускорение. В большинстве случаев работа таких датчиков основана на том, что даже небольшие изменения геометрических размеров пьезоэлемента дают заметное изменение его резонансной частоты. Во многих пьезоэлектрических приборах применяют пьезокерамику, у которой пьезоэлектрический эффект выражен гораздо сильнее, чем у кварца (например, у титаната бария в 100 раз сильнее).

На использовании прямого пьезоэффекта работают пьезоэлектрические микрофоны и звукоусилители. В них применяется сегнетова соль или пьезокерамика. Эти же материалы используются в пьезоэлектрических телефонах и громкоговорителях, работающих на основе обратного пьезоэффекта.

Значительный интерес представляют пьезоэлектрические трансформаторы (ПЭТ), в которых пьезоэлемент имеет три или большее число электродов,

подключенных к источнику переменного напряжения и нагрузке либо к нескольким источникам и нескольким нагрузкам.

Так же, как и обычные трансформаторы с обмотками, ПЭТ могут усиливать сигнал по напряжению или по току, преобразовывать нагрузочное сопротивление, осуществлять фазовый сдвиг на  $180^\circ$ . Бывают ПЭТ узкополосные, работающие на частотах, близких к одной из резонансных частот пьезоэлемента, или широкополосные.

В большинстве случаев ПЭТ являются трансформаторами напряжения, но если они рассчитаны на большие токи — в несколько ампер, то их называют трансформаторами тока. Часть ПЭТ, подключенная к источнику переменного напряжения, называется *возбудителем*, а часть, подключенная к нагрузке, — *генератором*. В возбудителе за счет обратного пьезоэффекта энергия электрических колебаний переходит в энергию акустических волн, которые распространяются по направлению к генератору. В нем за счет прямого пьезоэффекта энергия механических колебаний преобразуется в электрическую. Так как амплитуда механических колебаний максимальна при резонансе, то именно на резонансных частотах коэффициент трансформации, равный отношению вторичного напряжения к первичному, будет максимальным.

В простейшем виде ПЭТ делается из двух пьезокерамических брусков, склеенных друг с другом (рис. 10.3). Один брусок служит возбудителем, другой — генератором. Оба бруска сделаны из пьезокерамики различного состава, так как к материалам возбудителя и генератора предъявляются разные требования. В зависимости от расположения электродов на возбудителе и генераторе возможны трансформаторы различных типов. Наибольшее применение получили трансформаторы *поперечно-продольного типа*. Именно такой ПЭТ показан на рис. 10.3. У него в возбудителе электрическое поле направлено поперек, а в генераторе вдоль. В зависимости от соотношения размеров коэффициент трансформации напряжения в режиме

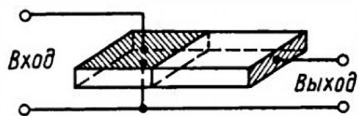


Рис. 10.3. Пьезоэлектрический трансформатор поперечно-продольного типа

холостого хода может достигать нескольких тысяч.

Кроме «брусковых» применяются и другие ПЭТ: дисковые, цилиндрические, кольцевые. Пьезотрансформаторы могут использоваться в различных схемах при мощности до нескольких ватт и даже десятков ватт, в частности в маломощных выпрямителях на высокие напряжения или в маломощных низковольтных выпрямителях для питания транзисторных схем. У таких трансформаторов КПД составляет 80–95 %. Следует отметить ряд важных особенностей ПЭТ: отсутствие обмоток, простоту устройства, низкую стоимость, малую массу, возможность микроминиатюризации для применения в микросхемах, возможность работы как на низких, так и на высоких частотах, большое многообразие конструкций и режимов работы. Недостаток ПЭТ — отсутствие проводимости для постоянной составляющей тока, что не позволяет применять их в некоторых практических схемах.

### 10.3. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АКУСТОЭЛЕКТРОНИКИ

Акустоэлектроника — сравнительно новая область электроники, посвященная теории и практике создания устройств, основанных на акустоэлектронном взаимодействии и служащих для преобразования и обработки сигналов. Это могут быть преобразования временные (например, задержка сигналов или изменение их длительности), частотные и фазовые (например, преобразование частоты и спектра, фазовый сдвиг), амплитудные (усиление или модуляция), такие сложные преобразования, как кодирование и декодирование, интегрирование и др. Все эти виды преобразо-

вания находят применение в радиолокации, дальней связи, автоматическом управлении, вычислительной технике и других областях. В ряде случаев акустоэлектронные методы удобнее обычных, чисто электронных, а иногда даже единственно пригодны. На основе акустоэлектронного взаимодействия могут быть созданы пассивные устройства, например линии задержки, фильтры, и активные — усилители, генераторы, модуляторы и др.

В акустоэлектронике для преобразования акустических колебаний в электрические и обратно широко используется прямой и обратный пьезоэлектрический эффект. Таким образом, акустоэлектроника тесно связана с пьезоэлектроникой. Устройства акустоэлектроники сравнительно просты для изготовления и во многих случаях могут быть выполнены методами, применяемыми в микроэлектронике, в частности методами планарной технологии. Чтобы познакомиться с акустоэлектронными приборами, необходимо сначала рассмотреть физические принципы акустоэлектронного взаимодействия.

Под *акустоэлектронным взаимодействием* понимают взаимодействие ультразвуковых волн частотой от  $10^7$  до  $10^{13}$  Гц с электронами проводимости в металлах или полупроводниках. Ультразвуковые волны, распространяясь в твердом теле, воздействуют на внутрикристаллические электрические поля. Последние существуют вследствие того, что электрические поля, созданные положительными и отрицательными ионами в промежутках между атомами и молекулами кристаллической решетки, не скомпенсированы, а напряженность могут иметь большую —  $10^8$  В/см и более.

Действие ультразвуковых волн состоит в том, что они вызывают колебания кристаллической решетки, а это приводит к изменению напряженности внутрикристаллических полей, которые, в свою очередь, изменяют свое действие на электроны проводимости. Иначе акустоэлектронное взаимодействие называют *электрон-фононным взаимодействием*. Такое название дано в связи с тем, что ультразвуковые волны

и упругие колебания кристаллической решетки можно рассматривать, как и электромагнитные волны, в виде потока квантов энергии. Эти кванты называются *фононами*. Распространение звуковых волн в кристаллах представляет собой поток фононов. Энергия звуковых волн (энергия фононов) передается электроном проводимости, т. е. происходит так называемое *электронное поглощение*.

Возникновение в металле или полупроводнике тока или ЭДС под действием ультразвуковых волн называют *акустоэлектрическим эффектом*. Ультразвуковая волна как бы «увлекает» за собой электроны. Ток протекает в направлении распространения звука. На рис. 10.4 показан механизм возникновения так называемого продольного акустоэлектрического эффекта. Через пьезополупроводник проходит ультразвуковая волна от электрода 1 к электроду 2 и между электродами 3 и 4 создается ЭДС  $E_{аз}$ . В германии, кремнии и металлах акустоэлектрический эффект незначителен, но он гораздо сильнее выражен в *пьезополупроводниках*, к которым относятся, например, сульфид кадмия  $CdS$ , сульфид цинка  $ZnS$ , антимонид индия  $InSb$ , арсенид галлия  $GaAs$  и некоторые другие вещества. При интенсивности звука  $1 \text{ Вт/см}^2$  ЭДС достигает нескольких вольт на один сантиметр расстояния между электродами 3 и 4.

При воздействии на кристалл внешнего электрического поля, создающего дрейф электронов в направлении распространения звуковой волны, возможны два случая преобразования: если скорость дрейфа электронов меньше скорости волны, то ее энергия поглощается электронами и волна затухает, а если больше, то электроны отдают

свою энергию волне и ее амплитуда возрастает, т. е. происходит усиление волны. Коэффициент усиления может достигать десятков децибел.

Акустоэлектрический эффект вызывается действием либо объемных ультразвуковых волн в толще звукопровода, либо *поверхностных акустических волн* (ПАВ). Это упругие волны, распространяющиеся по свободной поверхности твердого тела или вдоль границы твердого тела с другой средой и затухающие при удалении от границы. Волны ПАВ могут иметь вертикальную поляризацию, когда смещение частиц в волне происходит перпендикулярно границе, или горизонтальную, когда смещение частиц происходит параллельно границе, но перпендикулярно направлению распространения волны. Чаще всего используются ПАВ с вертикальной поляризацией на границе твердого тела с вакуумом или газом (волны Рэлея).

Важнейшие свойства ПАВ — сравнительно небольшая ( $1,6-4,0 \text{ км/с}$ ) скорость распространения и возможность взаимодействия с планарными структурами в виде пленок на поверхности звукопровода. Этим обеспечивается преобразование ПАВ в электрический сигнал и обратно, а также изменение направления распространения волн, их отражение, усиление, затухание и другие процессы. То же может происходить и при взаимодействии ПАВ с электронами проводимости в пьезополупроводниках.

## 10.4. ПРИБОРЫ АКУСТОЭЛЕКТРОНИКИ

В последнее время все более широкое применение получают акустоэлектронные приборы на ПАВ. К ним относятся линии задержки, полосовые фильтры, резонаторы, различные датчики и др. Принцип устройства таких приборов показан на рис. 10.5. В качестве звукопровода 1 обычно применяется пластина, или стержень, или провод из пьезоэлектрического материала (например, ниобат лития  $LiNbO_3$ , пьезокварц  $SiO_2$ , германат висмута  $Bi_{12}GeO_{20}$ , пьезокерамика) с тщательно отполирован-

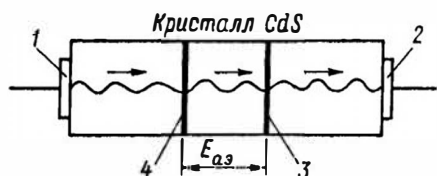


Рис. 10.4. Схема возникновения продольного акустоэлектрического эффекта



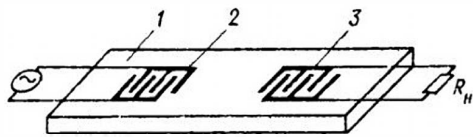


Рис. 10.5. Принцип устройства акустоэлектронного прибора на ПАВ

ной поверхностью, на которой расположены электромеханические преобразователи: входной (2) и выходной (3). Эти преобразователи обычно выполняются в виде гребенчатых электродов из тонкой металлической пленки толщиной 0,1–0,5 мкм. Их называют *встречно-штыревыми преобразователями* (ВШП). К входному ВШП подключен источник электрического сигнала, и в звукопроводе возникает ПАВ. А в выходном преобразователе, к которому подключена нагрузка, возникает электрический сигнал.

Основные параметры преобразователей на ПАВ — вносимое затухание, входное и выходное сопротивление, частотная избирательность, полоса пропускания частот. Все эти параметры зависят главным образом от устройства ВШП. Обычный ВШП не является однонаправленным. В приборе, показанном на рис. 10.5, только 50% энергии, излучаемой входным ВШП, идет к выходному ВШП. Остальная энергия, идущая в других направлениях, теряется. Иначе говоря, рассматриваемый простейший акустоэлектронный прибор вносит большое затухание. Поэтому важной проблемой при создании высокоэффективных акустоэлектронных компонентов является уменьшение вносимого затухания путем рационального конструирования ВШП. Необходимо также, чтобы преобразование электрических сигналов в акустические и обратно происходило в заданной полосе частот. Это особенно важно для полосовых фильтров и широкополосных линий задержки.

Геометрические размеры и форма входного ВШП определяют эффективность преобразования электрического сигнала в акустическую волну. Для каждой частоты наиболее эффективное

преобразование получается при определенных размерах ВШП. Число штырей ВШП определяет относительную полосу пропускаемых частот. Самая широкая полоса будет при ВШП, состоящем из двух штырей. Чем больше штырей, тем меньше ширина полосы пропускания.

Работа преобразователей на ПАВ ухудшается из-за различных вторичных явлений, к которым относится, например, отражение волн от границ звукопровода и от границ электродов. Это отражение — основная причина искажений выходного сигнала и ухудшения параметров прибора. Вредным следует также считать прямое прохождение электрического сигнала с входа на выход и передачу сигнала объемной акустической волной. При снижении затухания и уменьшении отражений за счет особых конструкций ВШП достигается однонаправленная передача.

Линии задержки на ПАВ обычно вносят затухания 0,5–1,5 дБ. Верхняя частота, на которой работают такие линии, достигает 2 ГГц. Относительная полоса пропускания может быть весьма различной: от долей процента до 100%. Длительность задержки в зависимости от расстояния между ВШП и от конструкции составляет единицы — сотни микросекунд. Задержка может быть фиксированной или регулируемой. На торцы звукопровода обычно наносят звукопоглощающие покрытия, чтобы уменьшить отражение волн.

Динамический диапазон линий задержки 80–120 дБ. Для хорошей работы линии задержки важна температурная стабильность ее параметров. Температурный коэффициент задержки (ТКЗ), близкий к нулю, получают, либо применяя специальный материал для звукопровода (например, кремний с примесью фосфора), либо делая звукопровод из двух частей, имеющих ТКЗ разного знака, что создает взаимную компенсацию. Диапазон рабочих температур линий задержки составляет десятки градусов. Для увеличения времени задержки путь волны делают в виде спирали или ломаной линии либо соединяют последовательно несколько линий задержки. Регулируемые линии задержки

имеют несколько ВШП, расположенных на разных расстояниях. Включая тот или иной ВШП, можно изменять время задержки.

Полосовые фильтры на ПАВ, по существу, представляют собой линии задержки с частотно-селективными свойствами. Такие фильтры могут быть сделаны на различные рабочие частоты и полосы частот. В узкополосных фильтрах относительная полоса частот может быть в пределах 0,01 – 1 %. Сверхузкополосные и сверхширокополосные фильтры имеют высокую избирательность. Вносимое затухание не более 3 дБ. Для повышения избирательности иногда применяют каскадное включение нескольких фильтров. Размеры электродов у фильтров на частоты 1–2 ГГц составляют единицы микрометров и менее. Подобные микрофильтры изготавливаются методами фото-, рентгеновской или электронно-лучевой литографии.

Параметры фильтров на ПАВ не хуже, чем у LC-фильтров. В некоторых случаях фильтры на ПАВ обладают преимуществами. Так, например, в усилителях промежуточной частоты телевизионных приемников должны быть точно настроены фильтры. Это проще сделать с фильтрами на ПАВ, а не с LC-фильтрами. Кроме того, производство фильтров на ПАВ легче автоматизировать.

Помимо линий задержки и полосовых фильтров применяются еще многие другие приборы на ПАВ. Различные внешние воздействия на звукопровод изменяют условия распространения в нем ПАВ, и по этому принципу могут быть построены различные датчики. Под действием механических сил звукопровод растягивается или изгибается, и от этого изменяется время задержки. Кроме того, механические воздействия изменяют плотность и упругость звукопровода, и тогда изменяется скорость распространения волн. Она зависит также и от температуры. На этом основаны датчики для измерения силы, давления, температуры.

Имеется еще много различных акустоэлектронных приборов. Можно осуществить аттенуатор на ПАВ, если изменять давление на звукопровод, а значит, и вносимое звукопроводом затухание. Различные типы фильтров на ПАВ применяют для обработки и формирования сложных фазо- и частотно-модулированных сигналов. Возможно осуществить фильтры с регулируемой полосой пропускания. Перспективы применения акустоэлектронных приборов непрерывно расширяются. Разрабатываются новые виды пьезокерамики для звукопроводов. Постепенно улучшаются параметры приборов и уменьшается их стоимость.

## ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

# МАГНИТОЭЛЕКТРОНИКА

## 11.1. ГИСТЕРЕЗИСНЫЕ МАГНИТНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Работа приборов и элементов магнитоэлектроники основана на явлениях электромагнетизма и электромагнитной индукции. Это, например, намагничивание, перемагничивание и размагничивание сердечников импульсными или непрерывными токами, возникновение ЭДС в движущемся проводнике под действием магнитного поля и т. д. Методы магнито-

электроники служат для различных преобразований импульсных и непрерывных сигналов.

Во многих устройствах магнитоэлектроники применяются магнитные элементы с гистерезисными свойствами. Таковы, например, *магнитные двоичные ячейки* (МДЯ). В них используются магнитные сердечники с *прямоугольной петлей гистерезиса* (ППГ), показанной на рис. 11.1. Эти ячейки служат для запоминания информации, выраженной

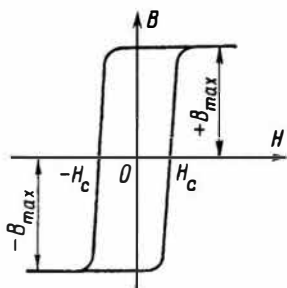


Рис. 11.1. Прямоугольная петля гистерезиса

в цифровой двоичной системе, или для выполнения различных логических операций. Магнитные элементы просты по устройству, дешевы и обладают высокой надежностью. Такие элементы применяются главным образом в ЭВМ, а также в некоторых устройствах автоматики.

Сердечники многих магнитных элементов делаются из феррита с ППГ. Ферриты представляют собой керамические вещества, изготовленные из смеси порошков оксида железа и оксидов таких металлов, как никель, цинк, магний, марганец или медь. Порошок смешивается с некоторым связующим веществом и подвергается обжигу. В результате получается керамическое вещество большой твердости. Имеются ферриты различных типов, в частности с очень высокой магнитной проницаемостью или с малыми потерями. Недостатки ферритов — хрупкость, невозможность механической обработки из-за высокой твердости, старение (изменение значений параметров после длительной работы), зависимость параметров от температуры.

Кривая намагничивания на рис. 11.1 показывает, что при изменении напряженности намагничивающего поля от  $H_c$  до  $-H_c$  происходит перемагничивание сердечника и магнитная индукция в нем изменяется от  $+B_{max}$  до  $-B_{max}$ . Таким образом, сердечник может находиться в одном из двух различных магнитных состояний. Одно из них ( $+B_{max}$ ) соответствует в двоичной системе цифре 1, а другое ( $-B_{max}$ ) — цифре 0.

Простейший запоминающий магнитный элемент имеет сердечник в виде кольца, обычно диаметром от долей миллиметра до нескольких миллиметров, с тремя обмотками. У этих обмоток часто лишь один неполный виток (рис. 11.2). Пусть в начальный момент магнитная индукция в сердечнике отрицательная ( $-B_{max}$ ), что соответствует цифре 0. Если надо в таком элементе запомнить цифру 1, то в управляющую обмотку  $w_u$  подается импульс тока такой высоты и направления, что сердечник перемагничивается и магнитная индукция в нем изменяется от  $-B_{max}$  до  $+B_{max}$ . После окончания импульса тока эта на-

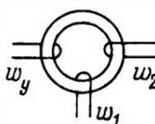


Рис. 11.2. Простейший двоичный магнитный элемент

магнитченность остается и может сохраняться любое время. Если же надо запомнить цифру 0, то в обмотку импульс тока либо вообще не подается, либо подается такой импульс, при котором сохраняется индукция  $-B_{max}$ . Таким образом, знак остаточной намагниченности после окончания импульса определяет, какая цифра записана: 0 или 1. Важно, что эти цифры сердечник может «запомнить» на любое время, причем для этого не требуется расхода энергии и каких-то источников питания.

Для считывания, т. е. определения записанной цифры, в обмотку  $w_1$  подается импульс тока такой высоты и направления, чтобы намагнитить сердечник до индукции  $-B_{max}$ . Если в сердечнике записана цифра 0 и он уже намагничен до  $-B_{max}$ , то от такого импульса тока индукция почти не изменится (небольшое изменение возможно лишь за счет того, что петля гистерезиса не является идеально прямоугольной). В выходной обмотке  $w_2$  индуцируется очень небольшой импульс ЭДС, означающий, что в магнитном элементе записана цифра 0. Но если была записана единица,

т. е. сердечник намагничен до  $+B_{\max}$ , тогда при подаче считывающего импульса индукция изменится от  $+B_{\max}$  до  $-B_{\max}$ , т. е. на  $2B_{\max}$ . Такое изменение индукции вызовет в обмотке  $w_2$  появление значительного импульса ЭДС, соответствующего цифре 1. В обоих случаях после считывания в сердечнике установится индукция  $-B_{\max}$  и снова можно записать цифру 0 или 1. В устройствах памяти ЭВМ применяется огромное количество подобных элементов для запоминания любых больших чисел по двоичной системе. Такие элементы обычно работают совместно с диодами или транзисторами, образуя так называемые *ферродиодные* или *ферротранзисторные ячейки* (иначе их называют *феррит-диодными* или *феррит-транзисторными*).

Рассмотренный простейший магнитный элемент является основным для построения более сложных элементов. Недостаток простейшего элемента заключается в том, что записанная единица после считывания уничтожается. В более совершенных магнитных элементах, имеющих сердечник с двумя или большим числом отверстий и называемых *трансфлюксорами*, записанная информация сохраняется независимо от считывания. Также не уничтожается при считывании информация, записанная в магнитном элементе, сердечник которого имеет два взаимно перпендикулярных отверстия. Этот элемент получил название *биакс*.

## 11.2. ЦИЛИНДРИЧЕСКИЕ МАГНИТНЫЕ ДОМЕНЫ

Для создания магнитных элементов в микроэлектронике применяются магнитные пленки толщиной от долей микрометра до единиц микрометров, нанесенные на подложку. Важное свойство пленочных магнитных элементов заключается в том, что у них процессы намагничивания, перемагничивания и размагничивания протекают во много раз быстрее, нежели в элементах с обычными сердечниками.

Как и все ферромагнитные вещества, магнитные пленки имеют *доменную*

структуру, т. е. состоят из отдельных микроскопических областей — *доменов* с самопроизвольным (спонтанным) намагничиванием. В пределах одного домена все атомы намагничены в одном направлении, и поэтому домен можно рассматривать как некоторый элементарный микроскопический магнитик. В ненамагниченном теле различные домены намагничены беспорядочно в разных направлениях и создаваемые ими магнитные поля взаимно компенсируются. Под действием внешнего магнитного поля на ферромагнитное вещество происходит упорядочение доменной структуры за счет изменения размеров доменов. Домены, у которых направление намагниченности совпадает с направлением вектора напряженности внешнего поля, увеличиваются в размере, а домены с противоположным направлением намагниченности уменьшаются.

Магнитные пленки таковы, что по толщине у них расположен только один слой доменов. Поэтому изменение доменной структуры может происходить лишь вдоль поверхности пленки. Вектор поля доменов перпендикулярен этой поверхности. Домены имеют различные размеры, различную форму и различное направление вектора магнитной индукции. Если на магнитную пленку действует внешнее магнитное поле, вектор которого направлен перпендикулярно поверхности пленки, то домены с вектором поля того же направления увеличиваются в размерах, а домены с противоположным направлением вектора поля уменьшаются и при некотором значении напряженности внешнего поля превращаются в *цилиндрические магнитные домены* (ЦМД). Это показано на рис. 11.3. Диаметр ЦМД составляет 1–5 мкм. При более сильном внешнем поле домены исчезают. Устойчиво существуют ЦМД при определенных значениях напряженности внешнего поля.

Можно создать ЦМД с помощью так называемого *генератора доменов* в виде проволоочной петли с током (рис. 11.4). Такая петля из тонкой металлической пленки наносится на поверхность основной магнитной плен-

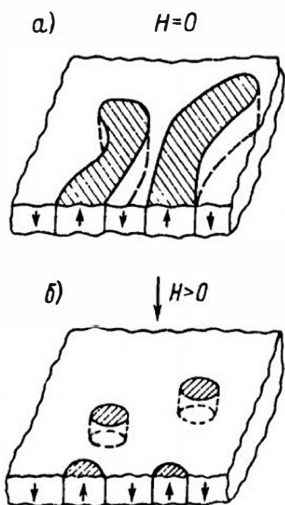


Рис. 11.3. Схема образования ЦМД: а — домены при отсутствии внешнего поля; б — ЦМД, образовавшиеся при действии внешнего поля

ки. Если основная пленка пронизывается внешним магнитным полем, а через петлю генератора доменов пропускается импульс тока, создающий магнитное поле с противоположно направленным вектором индукции, то в магнитной пленке под петлей образуется ЦМД.

В запоминающих устройствах наличие ЦМД соответствует цифре 1, а отсутствие ЦМД — цифре 0. Домены представляют собой устойчивые образования, и для записи двоичной информации их можно перемещать в каком-либо направлении, удаляя от генератора доменов, чтобы последний при поступлении в него новых импульсов тока, соответствующих цифре 1, мог создавать новые домены. Таким образом, в отли-

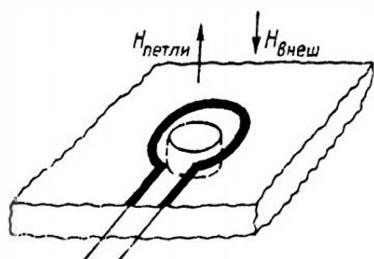


Рис. 11.4. Генератор доменов

чие от системы записи информации на движущейся магнитной пленке в данной системе ЦМД, несущие информацию, сами движутся по неподвижной пленке.

Перемещение ЦМД в нужном направлении осуществляется следующим образом. На поверхность основной пленки, в которой формируются ЦМД, наносят так называемые *аппликации*, представляющие собой небольшие участки (определенной формы) пленки магнитомягкого материала (например, пермаллоя). На эти аппликации действует внешнее вращающееся магнитное поле, у которого ось вращения перпендикулярна поверхности основной пленки. Такое вращающееся магнитное поле создается двумя взаимно перпендикулярными катушками, которые питаются переменным током с фазовым сдвигом  $90^\circ$ . Мощность этих токов невелика, так как для перемещения микроскопических доменов в тонкой магнитной пленке достаточно сравнительно слабого магнитного поля. А в режиме хранения информации расхода энергии вообще нет. Под влиянием вращающегося магнитного поля отдельные аппликации испытывают переменное намагничивание и своим магнитным полем заставляют ЦМД перемещаться. Скорость перемещения может быть весьма велика — десятки и даже сотни метров в секунду.

Вследствие малого размера доменов может быть достигнута плотность записи информации  $10^4$ – $10^5$  бит/мм и даже выше<sup>1</sup>, а скорость записи  $10^5$ – $10^6$  бит/с. Считывание информации осуществляется разными способами. Например, на основную пленку можно нанести петлю из полупроводника, обладающего магниторезистивным эффектом, т. е. изменяющего электрическое сопротивление под действием магнитного поля (рис. 11.5). Через петлю пропускается постоянный ток. Если под петлей проходит ЦМД, то магнитное поле в петле изменяется. Тогда изменяется сопротивление петли и ток в ней, что соответствует цифре 1. Постоянство

<sup>1</sup> Бит — двоичная единица количества информации.

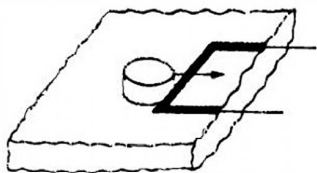


Рис. 11.5. Магниторезистивная петля для считывания информации

тока в петле означает цифру 0. Цилиндрические магнитные домены могут успешно применяться не только в запоминающих устройствах, но также в различных логических и других элементах ЭВМ.

### 11.3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ХОЛЛА

В последние 20 лет значительное развитие получила полупроводниковая магнитоэлектроника, основанная на так называемых *гальваномагнитных явлениях*. Эти явления представляют собой результат воздействия магнитного поля на электрические свойства полупроводников, по которым протекает электрический ток. Важнейшее из гальваномагнитных явлений — *эффект Холла*<sup>1</sup>. Он состоит в том, что при протекании тока в полупроводнике возникает поперечная разность потенциалов, если на этот полупроводник действует магнитное поле, вектор которого перпендикулярен направлению тока.

Эффект Холла объясняется тем, что на подвижные носители заряда в магнитном поле действует сила Лоренца, которая вызывает их отклонение. Рассмотрим для примера это явление в полупроводнике *n*-типа (рис. 11.6). Все сказанное ниже об электронах можно повторить и для дырок. Электроны под действием силы Лоренца отклоняются к одной из граней полупроводниковой пластинки. На этой грани возникает отрицательный заряд, а на противоположной грани, откуда электроны ухо-

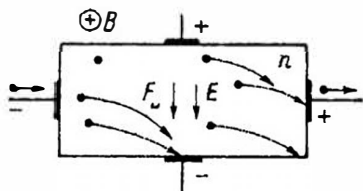


Рис. 11.6. Влияние эффекта Холла на траектории электронов в полупроводнике *n*-типа

дят, — положительный заряд. Между электродами на этих гранях создается разность потенциалов и электрическое поле, которое противодействует смещению электронов под влиянием силы Лоренца. Когда сила, действующая на электрон со стороны поля, становится равной силе Лоренца, дальнейшее смещение электронов прекращается и наступает равновесное состояние. Сила поля равна  $qE$ , а сила Лоренца  $qvB$ , где  $q$  — заряд электрона,  $E$  — напряженность поля,  $v$  — скорость поступательного движения электронов. Из равенства этих сил вытекает, что  $E = vB$ . Выразив  $E$  как  $U_H/d$ , где  $U_H$  — напряжение Холла между электродами на гранях, а  $d$  — расстояние между гранями, получим  $U_H/d = vB$  или  $U_H = dvB$ .

Как видно, получается линейная зависимость между напряжением, возникающим при эффекте Холла, и магнитной индукцией, вызывающей это напряжение. Поэтому удобно использовать эффект Холла для построения приборов, измеряющих магнитную индукцию. Приборы, в которых используется эффект Холла, принято называть *преобразователями Холла* или *датчиками Холла*. Их широко применяют для различных измерений. Поскольку магнитное поле может быть создано электрическим током и в этом случае магнитная индукция пропорциональна силе тока, то на основе эффекта Холла созданы бесконтактные измерители силы тока. Это особенно важно для измерения сильных постоянных токов, протекающих по проводам большого диаметра, которые практически невозможно разрывать для включения амперметра.

Преобразователи Холла применяют и для многих других целей, например для измерения электрической мощ-

<sup>1</sup> Этот эффект был открыт американским физиком Э. Холлом в 1879 г.

ности и таких незлектрических величин, как давление, перемещение, угол и др. С помощью эффекта Холла возможно измерение подвижности и концентрации носителей заряда в полупроводниках.

Важнейший параметр преобразователей Холла — *магнитная чувствительность*, представляющая собой отношение возникшего напряжения к магнитной индукции, т. е. напряжение Холла при магнитной индукции, равной единице.

## 11.4. МАГНИТОРЕЗИСТОРЫ

*Магниторезисторы* — это полупроводниковые резисторы, у которых электрическое сопротивление зависит от действующего на резистор магнитного поля. Изменение электрического сопротивления под действием поперечного магнитного поля называют *магниторезистивным эффектом* (*эффектом Гаусса*). Этот эффект объясняется следующим образом.

Если бы все электроны имели одинаковую среднюю скорость, то при равенстве силы поля и силы Лоренца они двигались бы так, как будто магнитного поля вообще нет. Но в действительности скорости у электронов различны. Поэтому для электронов, скорость которых отличается от средней, нет равенства силы поля и силы Лоренца. Одна из этих сил больше другой и вызывает отклонение электронов. Трактории таких электронов искривляются, и путь электронов становится длиннее, а это означает, что увеличивается сопротивление полупроводника. В этом и заключается магниторезистивный эффект. При увеличении магнитной индукции от 0 до 1 Тл сопротивление магниторезисторов может увеличиться в несколько раз.

Увеличение сопротивления тем больше, чем больше магнитная индукция и подвижность носителей. Поэтому для изготовления магниторезисторов применяют полупроводники с возможно более высокой подвижностью носителей заряда, например антимоид индия InSb или арсенид индия InAs и некоторые другие. Как и у всех полу-

проводниковых приборов, сопротивление магниторезисторов при повышении температуры значительно уменьшается.

Основные параметры магниторезисторов: номинальное сопротивление при отсутствии магнитного поля; отношение сопротивления при действии магнитного поля с определенным значением магнитной индукции к номинальному сопротивлению; температурный коэффициент сопротивления и максимальная допустимая мощность рассеяния.

Магниторезисторы применяются в измерительной технике, в частности для измерения магнитной индукции, в качестве бесконтактных датчиков перемещений, в бесконтактных выключателях и переключателях и во многих других устройствах электронной техники и электротехники.

## 11.5. МАГНИТОДИОДЫ

*Магнитодиоды* представляют собой полупроводниковые диоды, у которых вольт-амперная характеристика изменяется под действием магнитного поля. У обычных полупроводниковых диодов тонкая база и магнитное поле незначительно изменяет вольт-амперную характеристику. А магнитодиоды имеют *толстую* («длинную») базу, в которой длина пути тока много больше диффузионной длины инжектированных в базу носителей. Обычно толщина базы составляет несколько миллиметров. В этом случае сопротивление базы соизмеримо с прямым сопротивлением  $p-n$ -перехода. При увеличении индукции поперечного магнитного поля сопротивление базы значительно возрастает, подобно тому как это происходит в магниторезисторе. Возрастает общее сопротивление диода, и прямой ток уменьшается. Такое уменьшение тока связано еще и с тем, что при увеличении сопротивления базы происходит перераспределение напряжения, т. е. увеличивается падение напряжения на базе и соответственно уменьшается напряжение на  $p-n$ -переходе, от чего дополнительно снижается ток. Такой *магнитодиодный эффект* наглядно показывают вольт-амперные характеристики

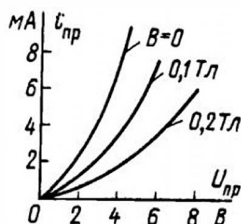


Рис. 11.7. Вольт-амперные характеристики и условное графическое обозначение магнитодиода

ки магнитодиода (рис. 11.7). Из них хорошо видно, что с повышением магнитной индукции прямой ток уменьшается.

Следует отметить, что для магнитодиодов характерно значительно большее прямое напряжение, чем для обычных диодов, что объясняется большим сопротивлением базы.

Изготавливают магнитодиоды на основе полупроводников с возможно большей подвижностью носителей. Часто магнитодиоды делают со структурой  $p-i-n$ , причем удлиненная область  $i$  обладает значительным сопротивлением и именно в ней возникает резко выраженный магниторезистивный эффект. Чувствительность к изменению магнитной индукции у магнитодиодов выше, нежели у преобразователей Холла.

Магнитодиоды нашли широкое и разнообразное применение: в бесконтактных кнопках и клавишах, служащих для ввода информации; в качестве датчиков положения движущихся предметов; для считывания магнитной записи информации; для измерений и контроля различных неэлектрических величин. На магнитодиодах могут быть построены бесконтактные реле тока. Схема на магнитодиодах может заменять коллектор у электродвигателя постоянного тока. Возможны магнитодиодные усилители постоянного и переменного тока. Входом у них является обмотка электромагнита, магнитное поле которого управляет магнитодиодом, а выходом служит цепь самого диода. Для токов до 10 А можно получить коэффициент усиления в несколько сотен.

## 11.6. МАГНИТОТРАНЗИСТОРЫ И МАГНИТОТИРИСТОРЫ

Магнитотранзисторы представляют собой транзисторы, у которых характеристики и параметры изменяются под влиянием магнитного поля. На обычные биполярные транзисторы магнитное поле влияет слабо. Для значительного повышения магнитной чувствительности делают биполярные магнитотранзисторы с двумя коллекторами (рис. 11.8). Как видно из рисунка, коллекторы  $K_1$  и  $K_2$  расположены симметрично относительно эмиттера. При отсутствии магнитного поля ток коллектора делится на две равные части, которые попадают соответственно на коллекторы. Траектории электронов для этого случая показаны сплошными линиями. На резисторах нагрузки при этом равны падения напряжения, и выходное напряжение  $U$  между коллекторами равно нулю, так как потенциалы коллекторов одинаковы.

Если на транзистор будет действовать поперечное магнитное поле (вектор магнитной индукции  $B$  такого поля направлен перпендикулярно плоскости чертежа), то под влиянием силы Лоренца электроны коллекторного тока будут отклоняться. Их траектории показаны штриховыми линиями. На коллектор  $K_1$  будет попадать больше электронов, и его ток увеличится, а ток коллектора  $K_2$  соответственно уменьшится. Падение напряжения на резисторах нагрузки и потенциалы коллекторов станут различ-

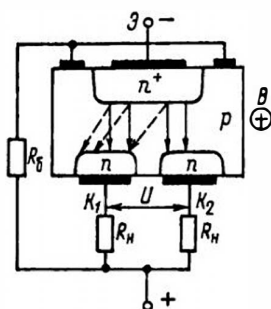


Рис. 11.8. Принцип устройства и схема включения биполярного магнитотранзистора с двумя коллекторами



ными. Выходное напряжение между коллекторами увеличивается с ростом магнитной индукции. Магнитная чувствительность такого транзистора значительно выше, нежели у преобразователей Холла.

Разработаны различные по структуре биполярные магнитотранзисторы; в частности, они могут быть изготовлены по планарной технологии. Помимо биполярного двухколлекторного магнитотранзистора существуют *однопереходные магнитотранзисторы (двухбазовые дио-*

*ды)*, а также *полевые магнитотранзисторы*.

Представляют интерес *магнитотристоры*, у которых напряжение включения можно изменять, воздействуя внешним магнитным полем. При отсутствии магнитного поля магнитотристоры имеют некоторое среднее напряжение включения. Увеличивая напряженность магнитного поля в одном направлении, можно повысить напряжение включения, а в противоположном направлении, — понизить.

## ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

# КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

## 12.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

Еще в XVII веке И. Ньютон создал корпускулярную теорию света, согласно которой свет рассматривался как поток частиц, а Х. Гюйгенс разработал волновую теорию света, в которой свет объяснялся распространением волн в эфире — гипотетической среде, заполняющей все «пустое» пространство и все промежутки между частицами обычных веществ. В дальнейшем Дж. Максвеллом была создана электромагнитная теория света. Эта теория рассматривала свет в виде электромагнитных волн — взаимосвязанных колебаний электрического и магнитного переменных полей, составляющих единое электромагнитное поле. В конце прошлого века Х. Лоренц создал классическую электронную теорию вещества, а затем Э. Резерфорд предложил планетарную модель атома, согласно которой электроны внутри атома вращаются по различным орбитам вокруг положительно заряженного ядра, причем разным орбитам соответствуют различные уровни энергии электронов. Расчеты показали, что напряженность электрического поля, возникающего между электронами и ядром и удерживающего электроны на орбите, достигает миллиардов вольт на сантиметр. Предполагалось, что вращение электронов было причиной излучения

световых волн. Но не было объяснения такому странному положению: почему электроны, теряя при излучении энергию, не падают на ядро.

В 1900 г. М. Планк показал, что свет излучается не непрерывно, а отдельными порциями, которые он назвал *квантами*, причем энергия кванта равна  $W = h\nu$ , где  $\nu$  — частота излучения, а  $h$  — так называемая *постоянная Планка*, равная приблизительно  $6,63 \cdot 10^{-34}$  Дж·с. Впоследствии квант светового излучения получил еще название *фотон*. В 1905 г. А. Эйнштейн объяснил с помощью теории квантов фотоэффект, открытый Г. Герцем. (Однако явления дифракции и интерференции теория квантов не могла объяснить. Эти явления можно понять только с помощью волновой теории.)

Нильс Бор первым сумел объяснить планетарную модель атома также с точки зрения квантовой теории. Он показал, что, вращаясь на стационарных (постоянных) орбитах, электроны не излучают. Излучение происходит только при переходе электрона с удаленной от ядра орбиты, которой соответствует высокий энергетический уровень, на более близкую к ядру орбиту, т. е. на более низкий энергетический уровень, являющийся основным. При этом излучается квант света (фотон). А. Эйнштейн показал, что момент скачка (излучения

кванта) и направление излучения имеют случайный характер. Такое случайное самопроизвольное излучение принято называть *спонтанным*. Оно является следствием *возбуждения атома*, т. е. перехода электрона с основной орбиты на более удаленную от ядра орбиту, на которой электрон обычно находится в течение малой доли секунды. Возбуждение атома происходит при поглощении света, или под влиянием температуры, или при ударе в атом внешнего электрона. Излучение обычных источников света, например раскаленных тел, является спонтанным, так как различные атомы излучают кванты в различные моменты времени, в различных направлениях и с различной энергией, т. е. излучение происходит беспорядочно.

Однако существует и другой вид излучения, открытый А. Эйнштейном и называемый *вынужденным*, или *индуцированным*, или *стимулированным*. Оно заключается в том, что столкновение фотона с возбужденным атомом может вызвать переход атома в невозбужденное состояние, т. е. переход электрона на основную, менее удаленную от ядра орбиту с испусканием фотона, который по количеству энергии и направлению излучения одинаков с фотоном, вызвавшим этот процесс. Таким образом, здесь момент излучения и его направление не являются случайными, а определяются фотоном, ударившим в атом.

## 12.2. ПРИНЦИП РАБОТЫ ЛАЗЕРА

Для эффективного использования света в технике связи и в других областях науки и техники надо добиться синхронного и синфазного (одинакового по фазе) излучения атомов, т. е. так называемого *когерентного излучения*. Впервые идею получения такого излучения высказал в 1939 г. советский ученый В. А. Фабрикант. Можно представить себе следующую упрощенную схему получения когерентного излучения. Пусть имеется цепочка атомов, вытянутая в прямую линию. Если все эти атомы находятся в возбужденном состоянии, то внешний фотон, ударив в край-

ний атом по направлению вдоль цепочки, вызовет излучение фотона из этого атома, причем излученный фотон будет иметь такую же энергию и то же направление излучения, что и ударивший фотон. Таким образом, будут двигаться уже два одинаковых фотона. Один из этих фотонов ударит в следующий атом, который даст излучение еще одного такого же фотона. Начинается движение уже трех одинаковых фотонов. Аналогично произойдет излучение третьего фотона из третьего атома и будут двигаться уже четыре фотона и т. д. В результате световой поток усиливается в огромное число раз. Теоретически коэффициент усиления может достигать гигантского значения  $10^{20}$ . Важно, что в результате такого усиления будет двигаться целая огромная армия фотонов, имеющих одинаковую энергию и одинаковое направление движения, т. е. излучение будет когерентным. Рассмотренная схема получения когерентного излучения является весьма упрощенной, но она наглядно поясняет принцип усиления света.

В действительности кроме атомов, находящихся в возбужденном состоянии и способных дать когерентное излучение под действием фотонной бомбардировки, всегда имеются и атомы, находящиеся в основном, невозбужденном состоянии. Эти атомы поглощают энергию ударивших в них фотонов и тем самым уменьшают энергию выходного когерентного излучения, т. е. уменьшают усиление света.

Если число возбужденных атомов равно числу невозбужденных, то никакого усиления света не получится, так как число фотонов, поглощенных невозбужденными атомами, будет равно числу фотонов, излученных возбужденными атомами. Следовательно, для усиления света и получения когерентного излучения необходимо, чтобы число возбужденных атомов было больше числа атомов, находящихся в основном, невозбужденном состоянии. Иначе говоря, должна быть так называемая *инверсия населенности* энергетических уровней. В отличие от состояния, когда атомы не возбуждены и электроны находятся на

основных орбитах (на более низких уровнях), необходимо в большинстве атомов «переселить» электроны на более удаленные от ядра орбиты (на более высокие уровни энергии), т. е. возбудить большинство атомов. Конечно, чтобы усиление света происходило в течение необходимого промежутка времени, надо все это время сохранять инвертированное состояние вещества, т. е. все время должно быть большое количество возбужденных атомов. Для этого надо к данному веществу, называемому *активной средой* или *рабочим веществом*, подводить тем или иным способом энергию, вызывающую возбуждение атомов. Такой процесс получил название *накачки*.

Мы рассмотрели принцип создания усилителя света, получившего название *лазер* — от начальных букв английских слов *light amplification by stimulated emission of radiation*, означающих «усиление света с помощью вынужденного излучения».

Квантовый усилитель света можно превратить в генератор, если осуществить в нем положительную обратную связь, при которой часть энергии излучения с выхода возвращается на вход и снова усиливается. Идею создания таких генераторов когерентного света впервые, независимо друг от друга, выдвинули в 1953 г. Н. Г. Басов и А. М. Прохоров (СССР), а также американский ученый Ч. Таунс, удостоенные Нобелевской премии за исследования в области квантовой электроники. Принцип лазера, называемого иначе *оптическим квантовым генератором* (ОКГ), можно пояснить следующим образом (рис. 12.1).

В пространстве, заполненном активной средой, между двумя плоскими



Рис. 12.1. Принцип устройства лазера

зеркалами, одно из которых (2) полупрозрачное, движется поток излучаемых атомами фотонов от конца 1 к концу 2. Большая часть этого потока проходит через полупрозрачное зеркало и излучается во внешнее пространство в виде когерентного луча, а небольшая часть потока отражается, движется обратно, усиливаясь по пути, затем отражается от зеркала 1, снова движется к зеркалу 2, где отражается частично, снова движется обратно и т. д. Конечно, какой-то внешний источник энергии должен поддерживать инверсное состояние активной среды, и тогда через зеркало 2 все время будет излучаться когерентный поток фотонов.

Следует отметить, что система двух или нескольких зеркал, в пространстве между которыми могут существовать стоячие или бегущие электромагнитные волны оптического диапазона, называется *открытым* или *оптическим резонатором*. Простейший оптический резонатор, состоящий из двух плоских параллельных зеркал, называется иначе *интерферометром Фабри — Перро*.

## 12.3. СВОЙСТВА ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Излучение лазера представляет собой поток летящих почти параллельно одинаковых фотонов. Такое излучение имеет ряд весьма важных особенностей. Первая особенность — весьма малая расходимость лазерного излучения. Если, например, диаметр лазерного пучка 1 см, а длина волны  $5 \cdot 10^{-5}$  см, то угол расходимости составляет всего лишь  $5 \times 10^{-5}$  рад, или  $0,003^\circ$ . С помощью собирающих линз и зеркал лазерные лучи можно сфокусировать в точку размером 0,5 мкм (для видимого света). При этом угол расходимости уменьшается до  $10^{-7}$  рад. Если такой луч послать на Луну, то он высветит на ее поверхности круг диаметром 30 м.

Вторая особенность лазерного излучения — высокая монохроматичность, т. е. практически излучение имеет одну-единственную частоту и соответствующую ей одну-единственную длину волны. Это объясняется тем, что у всех

фотонов в лазерном пучке одинаковая энергия. Но все же при лазерном излучении наблюдаются флуктуации частоты, за счет того что некоторая, очень небольшая часть атомов дает спонтанное излучение, некогерентное с основным излучением. Поэтому лазерное излучение занимает очень узкую полосу частот, примерно  $10^{-3}$  Гц.

Третья особенность лазерного излучения состоит в том, что можно в широких пределах управлять длительностью излучения от сколь угодно длительных до сверхкоротких (всего лишь  $10^{-14} - 10^{-15}$  с) импульсных вспышек. Импульсы света такой малой длительности имеют в пространстве ничтожно малую длину и огромную мощность. Современные лазеры излучают в одном импульсе энергию до нескольких тысяч джоулей. Это соответствует мощности, во много раз большей, чем у крупнейших электростанций. Например, если энергия импульса  $10^3$  Дж, а его длительность  $10^{-13}$  с, то мощность равна  $10^3 \text{ Дж} / 10^{-13} \text{ с} = 10^{16} \text{ Вт} = 10^{10} \text{ МВт}$ . Огромная мощность лазерного излучения приводит к тому, что вещества, освещенные лазером, могут быть нагреты до весьма высоких температур. Интенсивность сфокусированного лазерного пучка может быть  $10^{20} \text{ Вт/см}^2$  и более, и при этом напряженность электрического поля в луче достигает  $10^{11} \text{ В/см}$ . Под действием такого сильного поля у многих веществ происходит ионизация атомов: они расщепляются на электроны и положительные ионы.

## 12.4. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ЛАЗЕРОВ

В настоящее время существует множество лазеров разного типа. Они различаются активной средой и способом накачки. В качестве активной среды используются твердые, жидкие и газообразные вещества, а из многих способов накачки наиболее универсальны оптическая и накачка с помощью электрического разряда в самой активной среде. Следует отметить, что накачка может быть непрерывной или импульсной. Последняя удобна для получения

импульсного лазерного излучения и выгодна, в частности, тем, что активная среда меньше нагревается и, следовательно, облегчается ее охлаждение.

Рассмотрим основные типы лазеров.

**Твердотельные лазеры.** Активная среда — диэлектрический кристалл или специальное стекло. Возможность лазерного излучения существует у нескольких сотен различных диэлектрических кристаллов. Примером твердотельного лазера может служить лазер на рубине, исторически первый и широко используемый в настоящее время. Рубин представляет собой оксид алюминия с примесью ионов хрома. Лазер на рубине дает излучение темно-красного цвета с длиной волны около 0,69 мкм. Различные стекла для лазеров активируют редкоземельными элементами. Генерируемое излучение у лазеров на стеклах может быть с разной длиной волны, в частности 1 мкм. Для твердотельных лазеров применяют исключительно оптическую накачку, например в виде излучения газоразрядных ламп (импульсных или непрерывного горения) или ламп накаливания. Источником накачки может быть вспомогательный лазер.

**Жидкостные лазеры.** В качестве активной среды чаще всего используются растворы органических красителей или специальные жидкости, активированные ионами редкоземельных элементов. Известны несколько сотен различных органических красителей, пригодных для лазерной генерации. Они позволяют получать излучение с длиной волны от 0,3 до 1,3 мкм, т.е. от ультрафиолетового до инфракрасного. Для жидкостных лазеров применяют непрерывную или импульсную оптическую накачку от вспомогательного лазера или от газоразрядной лампы.

**Газовые лазеры.** Существует много разновидностей. Одна из них — *фотодиссоционный лазер*. В нем применяется газ, молекулы которого под влиянием оптической накачки диссоциируют (распадаются) на две части, одна из которых оказывается в возбужденном состоянии и используется для лазерного излучения.

Большую группу газовых лазеров составляют *газоразрядные лазеры*, в которых активной средой является разреженный газ (давление 1–10 мм рт. ст.), а накачка осуществляется электрическим разрядом, который может быть тлеющим или дуговым (см. гл. 21) и создается постоянным током или переменным током высокой частоты (10–50 МГц).

Имеется несколько типов газоразрядных лазеров. В *ионных лазерах* излучение получается за счет переходов электронов между энергетическими уровнями ионов. Примером служит аргоновый лазер, в котором используется дуговой разряд постоянного тока.

*Лазеры на атомных переходах* генерируют за счет переходов электронов между энергетическими уровнями атомов. Эти лазеры дают излучение с длиной волны 0,4–100 мкм. Пример — гелий-неоновый лазер, работающий на смеси гелия и неона под давлением около 1 мм рт. ст. Для накачки служит тлеющий разряд, создаваемый постоянным напряжением примерно 1000 В.

К газоразрядным относятся также *молекулярные лазеры*, в которых излучение возникает от переходов электронов между энергетическими уровнями молекул. Эти лазеры имеют широкий диапазон частот, соответствующий длинам волн от 0,2 до 50 мкм.

Наиболее распространен из молекулярных лазер на *диоксиде углерода* ( $\text{CO}_2$ -лазер). Он может давать в непрерывном режиме мощность до 10 кВт и имеет довольно высокий КПД — около 40%. К основному углекислому газу обычно еще добавляют примеси азота, гелия и других газов. Для накачки применяют тлеющий разряд постоянного тока или высокочастотный. Лазер на диоксиде углерода создает излучение с длиной волны около 10 мкм. Схематически он показан на рис. 12.2.

Разновидность  $\text{CO}_2$ -лазеров — *газодинамические*. В них инверсная населенность, необходимая для лазерного излучения, достигается за счет того, что газ, предварительно нагретый до 1500 К при давлении 20–30 атм, поступает в рабочую камеру, где он расширяется,

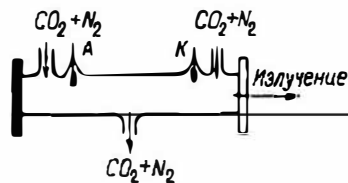


Рис. 12.2. Принцип устройства  $\text{CO}_2$ -лазера

а его температура и давление резко снижаются. Такие лазеры могут дать непрерывное излучение мощностью до 100 кВт.

К молекулярным относятся так называемые *экимерные лазеры*, у которых рабочей средой является инертный газ (аргон, ксенон, криптон и др.) либо его соединения с хлором или фтором. В таких лазерах накачка осуществляется не электрическим разрядом, а потоком так называемых *быстрых электронов* (с энергией в сотни килоэлектрон-вольт). Излучаемая волна получается наиболее короткой, например у лазера на аргоне 0,126 мкм.

Большие мощности излучения можно получить, если повысить давление газа и применить накачку с помощью ионизирующего излучения в сочетании с внешним электрическим полем (рис. 12.3). Ионизирующим излучением служит поток быстрых электронов либо ультрафиолетовое излучение. Такие лазеры называют *электроионизационными*, иногда *лазерами на сжатом газе*.

Возбужденные молекулы газа за счет энергии химических реакций получают в *химических лазерах*. Здесь используются смеси некоторых химически активных газов (фтор, хлор, водород, хлористый водород и др.). Химические реакции в таких лазерах должны протекать очень быстро. Для ускорения применяются специальные химические ре-

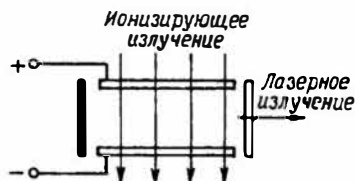


Рис. 12.3. Электроионизационная накачка

агенты, которые получаются при диссоциации молекул газа под действием оптического излучения, или электрического разряда, или электронного пучка. Примером химического лазера может служить лазер на смеси фтора, водорода и углекислого газа.

Особый тип газового лазера — *плазменный лазер*. В нем активной средой служит высокоионизированная плазма паров щелочноземельных металлов (магний, барий, стронций, кальций). Для ионизации применяют импульсы тока силой до 300 А при напряжении до 20 кВ. Длительность импульсов 0,1–1,0 мкс. Излучение такого лазера имеет длину волны 0,41–0,43 мкм, но может также быть в ультрафиолетовой области.

**Полупроводниковые лазеры.** Хотя они являются твердотельными, их принято выделять в особую группу. В этих лазерах когерентное излучение получается вследствие перехода электронов с нижнего края зоны проводимости на верхний край валентной зоны. Существует два типа полупроводниковых лазеров. Первый имеет пластину беспримесного полупроводника, в котором накачка производится пучком быстрых электронов с энергией 50–100 кэВ. Возможна также оптическая накачка. В качестве полупроводников используются арсенид галлия GaAs, сульфид кадмия CdS или селенид кадмия CdSe. Накачка электронным пучком вызывает сильный нагрев полупроводника, отчего лазерное излучение ухудшается. Поэтому такие лазеры нуждаются в хорошем охлаждении. Например, лазер на арсениде галлия принято охлаждать до температуры 80 К.

Накачка электронным пучком может быть *поперечной* (рис. 12.4) или *продольной*

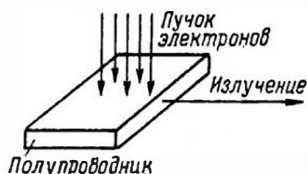


Рис. 12.4. Поперечная накачка электронным пучком

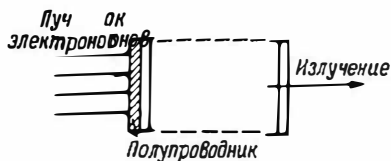


Рис. 12.5. Продольная накачка электронным пучком

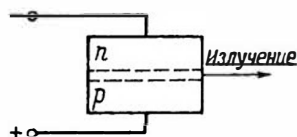


Рис. 12.6. Принцип устройства инжекционного лазера

ной (рис. 12.5). При поперечной накачке две противоположные грани полупроводникового кристалла отполированы и играют роль зеркал оптического резонатора. В случае продольной накачки применяются внешние зеркала. При продольной накачке значительно улучшается охлаждение полупроводника. Пример такого лазера — лазер на сульфиде кадмия, генерирующий излучение с длиной волны 0,49 мкм и имеющий КПД около 25 %.

Второй тип полупроводникового лазера — так называемый *инжекционный лазер*. В нем имеется *n–p-переход* (рис. 12.6), образованный двумя вырожденными примесными полупроводниками, у которых концентрация и донорных, и акцепторных примесей составляет  $10^{18}–10^{19} \text{ см}^{-3}$ . Грани, перпендикулярные плоскости *n–p-перехода*, отполированы и служат в качестве зеркал оптического резонатора. На такой лазер подается прямое напряжение, под действием которого понижается потенциальный барьер в *n–p-переходе* и происходит инжекция электронов и дырок. В области перехода начинается интенсивная рекомбинация носителей заряда, при которой электроны переходят из зоны проводимости в валентную зону и возникает лазерное излучение. Для инжекционных лазеров применяют главным образом арсенид галлия. Излучение имеет длину волны 0,8–0,9 мкм, КПД

довольно высок — от 50 до 60%. Миниатюрные инжекционные лазеры с линейными размерами полупроводников около 1 мм дают мощность излучения в непрерывном режиме до 10 мВт, а в импульсном режиме могут иметь мощность до 100 Вт. Получение больших мощностей требует сильного охлаждения.

Следует отметить, что в устройстве лазеров имеется много различных особенностей. Оптический резонатор лишь в простейшем случае составлен из двух плоскопараллельных зеркал. Применяются и более сложные конструкции резонаторов, с другой формой зеркал.

В состав многих лазеров входят дополнительные устройства для управления излучением, расположенные либо внутри резонатора, либо вне его. С помощью этих устройств отклоняется и фокусируется лазерный луч, изменяются различные параметры излучения. Длина волны у разных лазеров может составлять 0,1–100 мкм. При импульсном излучении длительность импульсов бывает в пределах от  $10^{-3}$  до  $10^{-12}$  с. Импульсы могут быть одиночными или следовать с частотой повторения до нескольких гигагерц. Достижимая мощность —  $10^9$  Вт для наносекундных импульсов и  $10^{12}$  Вт для сверхкоротких пикосекундных импульсов.

## 12.5. ПРИМЕНЕНИЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В настоящее время лазеры получили широкое применение в науке и технике. Возникла новая область физики — *нелинейная оптика*, в которой изучается взаимодействие мощного лазерного излучения с различными веществами. За счет высокой при лазерном излучении напряженности электрического поля, превышающей напряженность внутриатомных электрических полей, происходят изменения в электронной оболочке атомов и возникает ряд новых явлений. Некоторые из них кратко перечислены ниже.

Лазерный луч может проникать через вещества, непрозрачные для обычного света. При этом возможно явление

*самофокусировки*. Иногда наблюдается увеличение частоты лазерного излучения в два-три раза, если оно проходит через некоторые вещества, например, инфракрасное излучение становится зеленым, частота которого в два раза выше. Такое явление называют *генерацией гармоник* (второй, третьей и т. д.). Оно объясняется тем, что при взаимодействии лазерного излучения с атомами вещества возможно объединение двух, трех и более квантов в один. При удвоении частоты КПД достигает 100%. Возможен и обратный процесс: деление кванта на два новых, причем сумма энергий и сумма частот полученных двух квантов равна энергии и частоте исходного кванта. Обе новые частоты можно изменять, но сумма их остается постоянной.

Лазерное излучение способно управлять движением атомов. Взаимодействие лазерного излучения с атомами вещества вызывает появление в спектре этого вещества новых линий, по которым можно судить о некоторых, ранее неизвестных свойствах вещества (нелинейная лазерная спектроскопия).

Важная область применения лазерного излучения — связь. Для лазерной связи характерна высокая направленность и огромный диапазон частот, позволяющий разместить практически неограниченное число передач различных видов информации. Посредством лазерного луча можно передавать одновременно десятки тысяч телевизионных программ или десятки миллионов телефонных переговоров. Конечно, для наземной связи лазерным лучом создаются помехи в виде различных капельных образований в атмосфере (дождь, туман, снег). Например, в густом тумане связь возможна лишь на сотни метров. Таких препятствий нет в космосе, где возможна связь на огромные расстояния. На земле лазерная связь без помех осуществляется по световодам. Они представляют собой кабели из специального стекла или прозрачной пластмассы. Эти вещества обладают высокой прозрачностью и вызывают очень малое затухание лазерного луча. Световоды ценны тем, что позволяют экономить

цветные металлы, из которых делаются обычные кабели, и имеют массу во много раз меньше, чем у металлических кабелей.

Кроме устройств связи лазерное излучение используется в локаторах, которые имеют более высокую точность, нежели радиолокаторы. Лазерные лучи применяются для точных геодезических измерений, для сварки и резки различных материалов, в том числе сверхтвердых. Возможно пробивание лазерным лучом отверстий. Все эти операции производятся с высокой точностью. Поэтому лазерная обработка материалов успешно применяется в технологии изготовления микросхем. Лазерное излучение может также оказывать существенное влияние на химические реакции.

На использовании лазерного излучения основана *голография* — область науки и техники, занимающаяся получением объемных изображений, а также оптической обработкой информации и ее хранением. Ведется разработка системы голографического объемного телевидения. Лазерные методы используются также для высококачественной звукозаписи и видеозаписи.

Исключительно важно применение лазерного излучения в медицине и биологии. С помощью лазерного луча делаются сложные глазные операции. Излучение мощного лазера используется в хирургии в качестве скальпеля. Здесь важна абсолютная стерильность лазерного луча и его способность прижигать разрезы мелких кровеносных сосудов, чтобы остановить кровотечение.

Взаимодействие лазерного излучения с клетками живых организмов внимательно изучают ученые в разных странах. Сверхкороткие импульсы лазерного излучения дают возможность исследовать различные процессы очень малой длительности в клетках. Например, можно изучать процесс фотосинтеза в растениях, т. е. преобразование солнечной энергии в химическую, процесс зрительного восприятия у человека, детали строения и функционирования молекул ДНК (дезоксирибонуклеиновой кислоты), обуславливающих явления наследственности. Области применения лазер-

ного излучения непрерывно расширяются.

## 12.6. МАЗЕРЫ

Квантовые генераторы диапазона СВЧ (сантиметровые и миллиметровые волны) в отличие от лазеров называются *мазерами*. Это название происходит от тех же английских слов, что и «лазер», но только первое слово не *light*, а *microwave*, т. е. микроволны. Исторически в квантовой электронике первым был именно квантовый генератор СВЧ, работавший с активной средой в виде пучка молекул аммиака ( $\text{NH}_3$ ). Такой генератор был впервые построен Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым в 1954 г., а также независимо от них Ч. Таунсом с сотрудниками в США. Мазер на аммиаке применяется и в настоящее время.

Принцип работы мазеров имеет много общего с работой лазеров. Главный процесс — вынужденное излучение возбужденных молекул — протекает в отличие от лазерного не в оптическом диапазоне, а в диапазоне СВЧ. Схематически мазер показан на рис. 12.7. Пучок молекул аммиака из источника 1 влетает в селектор 2, в котором происходит разделение молекул. В качестве селектора большей частью применяют так называемый *квадрупольный конденсатор*, который состоит из четырех параллельных металлических стержней с разноименным зарядом (рис. 12.8), создаваемым напряжением 20–30 кВ. Внутри возникает неоднородное электрическое поле, причем на продольной (вдоль стержней) оси симметрии конденсатора поле отсутствует. В молекулярном пучке, поступающем в конденсатор, часть молекул находится в возбужденном состоянии, а другая часть в невозбужденном. Возбужденные молекулы имеют

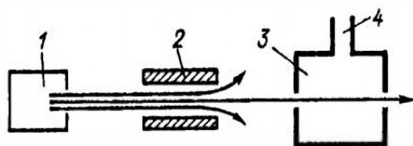


Рис. 12.7. Принцип устройства мазера



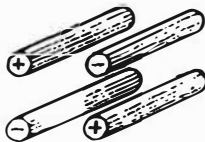


Рис. 12.8. Взаимное расположение стержней в квадрупольном конденсаторе

электроны на более высоких энергетических уровнях.

Электрическое поле квадрупольного конденсатора действует на молекулы так, что возбужденные молекулы собираются на оси конденсатора, а невозбужденные отклоняются от оси. В результате из квадрупольного конденсатора в объемный резонатор 3 (рис. 12.7) попадает пучок возбужденных молекул. Объемный резонатор представляет собой колебательную систему в виде некоторой полости, ограниченной проводящими стенками. Такой резонатор в зависимости от размеров обладает обычно несколькими резонансными частотами. В квантовом генераторе резонатор настроен на частоту, соответствующую переходу возбужденных молекул в основное, невозбужденное состояние. Тогда поток молекул, в которых осуществляется такой переход, излучает электромагнитные волны, возбуждающие и поддерживающие колебания в резонаторе. Энергия этих колебаний отбирается через вывод 4 резонатора.

Молекулярный генератор на аммиаке создает колебания с частотой 23,87 ГГц, что соответствует длине волны примерно 1,25 см. Мощность такого генератора очень мала и составляет  $10^{-9}$ – $10^{-10}$  Вт. Главная особенность молекулярного генератора на аммиаке — высокая стабильность частоты. Относительная нестабильность частоты  $\Delta f/f$  за несколько часов работы не превышает  $10^{-10}$ . Подобный генератор может быть использован в качестве стандарта частоты.

Еще более высокую стабильность частоты имеет генератор на пучке атомов водорода. Он отличается от генератора на аммиаке тем, что для селекции возбужденных и невозбужденных

атомов используется неоднородное магнитное поле, а не электрическое. Это объясняется наличием у атомов водорода некоторой намагниченности. Неоднородное магнитное поле прижимает к оси возбужденные атомы водорода и отклоняет от оси невозбужденные. Поэтому в объемный резонатор влетают возбужденные атомы водорода и, возвращаясь внутри резонатора в невозбужденное состояние, генерируют электромагнитные волны длиной 21 см. На такую волну настроен объемный резонатор. Относительная нестабильность частоты водородного генератора может быть  $10^{-13}$ – $10^{-15}$ . Мощность не превышает  $10^{-9}$  Вт. Аналогично водородному работает генератор на атомах паров цезия. Молекулярные и атомные квантовые генераторы применяются для точного отсчета времени — в молекулярных и атомных часах.

## 12.7. КВАНТОВЫЕ ПАРАМАГНИТНЫЕ СВЧ-УСИЛИТЕЛИ

Эти усилители применяются для усиления электромагнитных колебаний в диапазоне миллиметровых, сантиметровых и дециметровых волн. Принцип работы состоит в том, что возбужденные ионы активной среды при переходе электронов с более высоких энергетических уровней на более низкие отдают энергию электромагнитной волне и тем самым усиливают ее. В качестве активной среды используются *парамагнитные вещества*. Обычно это диамагнитные кристаллы с примесью парамагнитных ионов, например рубин с примесью ионов хрома. Напомним, что парамагнитными называют вещества, у которых атомы обладают магнитными свойствами.

Парамагнитные ионы имеют ту особенность, что положение энергетических уровней в них зависит от воздействия внешнего магнитного поля. Чем сильнее это поле, тем выше разность энергий между уровнями, так как уровни «расходятся». Тогда при переходе электрона с верхнего уровня на нижний излучается квант с большей энергией, что соответствует более высокой частоте.

Квантовые парамагнитные усилители могут быть различных типов. В так называемых *резонаторных усилителях* парамагнитный кристалл помещается внутри объемного резонатора, имеющего две резонансные частоты. От источника накачки, которым, например, может быть клистронный генератор (см. гл. 25), колебания поступают в резонатор и возбуждают парамагнитные ионы активной среды. Частота генератора накачки равна одной из резонансных частот объемного резонатора и бывает значительно выше частоты усиливаемых колебаний. В объемный резонатор поступает также усиливаемый сигнал, частота которого равна второй, менее высокой резонансной частоте. Волна этого сигнала многократно отражается от стенок резонатора и многократно проходит через активную среду, за счет чего усиливается. Объемный резонатор с активной средой должен сильно охлаждаться (обычно с помощью жидкого гелия, дающего охлаждение до температуры, близкой к абсолютному нулю). Вся эта система расположена между полюсами сильного магнита или электромагнита. Усиленная волна выходит из резонатора через то же отверстие, через которое в резонатор поступает усиливаемый сигнал.

Основной недостаток однорезонаторного квантового усилителя — сравнительно узкая полоса частот, в пределах которой возможно усиление. Более широкую полосу и большее усиление дают усилители с несколькими резонаторами, но они сложны в настройке.

Значительно лучше *квантовый парамагнитный усилитель бегущей волны*. В нем отсутствует резонатор, который придавал резонаторному усилителю узкополосные свойства. В усилителе бегущей волны вместо объемного резонатора имеется волновод, вдоль которого размещена активная среда. В волноводе

распространяется волна усиливаемого сигнала и волна колебаний накачки. Усиление от активной среды тем больше, чем дольше взаимодействует с ней усиливаемая волна. Для более длительного взаимодействия применена замедляющая система, например в виде ряда штырей («гребенка»), которая уменьшает скорость волны в десятки раз (см. гл. 25). Соответственно увеличивается время прохождения волны через активную среду и возрастает усиление. Если бы не было замедляющей системы, то пришлось бы сделать усилитель очень большой длины. В современных квантовых усилителях бегущей волны достигается коэффициент усиления мощности, равный сотням и даже тысячам.

Подобный усилитель, как и резонаторный, помещается в сильное магнитное поле и сильно охлаждается. Этот усилитель широкополосный. Полоса пропускаемых частот составляет десятки мегагерц, и можно перестраивать усилитель на разные частоты, изменяя напряженность внешнего магнитного поля и частоту накачки. Перестройка возможна в пределах сотен и даже тысяч мегагерц.

Исключительно важное достоинство квантовых усилителей — малые собственные шумы, что, в частности, объясняется низкой температурой, при которой работают эти усилители. Поэтому они пригодны для приема очень слабых сигналов. Приемные устройства высокой чувствительности для радиолокации космических объектов и радиосвязи с ними, а также для радиоастрономии обычно имеют в качестве входного каскада квантовый усилитель. Его собственный шум может быть в десятки и сотни раз меньше, чем у других типов усилителей. Квантовые усилители маломощны, но это их свойство не имеет значения, так как они применяются для усиления очень слабых сигналов.

## ОПТОЭЛЕКТРОНИКА

## 13.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Работа различных полупроводниковых приемников излучения (фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры) основана на использовании *внутреннего фотозффекта*, который состоит в том, что под действием излучения в полупроводниках происходит генерация пар носителей заряда — электронов и дырок. Эти дополнительные носители увеличивают электрическую проводимость. Такая добавочная проводимость, обусловленная действием фотонов, получила название *фотопроводимости*. У металлов явление фотопроводимости практически отсутствует, так как у них концентрация электронов проводимости огромна (примерно  $10^{22} \text{ см}^{-3}$ ) и не может заметно увеличиться под действием излучения. В некоторых приборах за счет фотогенерации электронов и дырок возникает ЭДС, которую принято называть *фото-ЭДС*, и тогда эти приборы работают как источники тока. А в результате рекомбинации электронов и дырок в полупроводниках образуются фотоны, и при некоторых условиях полупроводниковые приборы могут работать в качестве источников излучения.

В следующих параграфах рассматриваются наиболее широко применяемые полупроводниковые приборы, работающие в качестве приемников или источников излучения, а также приборы, представляющие собой сочетание источников и приемников излучения и получившие название *оптронов*. Многие из описанных в этой главе приборов изготавливаются не только в виде дискретных элементов для РЭА, но уже входят и в состав интегральных микросхем.

## 13.2. ФОТОРЕЗИСТОРЫ

*Фоторезистор* представляет собой полупроводниковый резистор, сопротивление которого изменяется под дей-

ствием излучения. Принцип устройства фоторезистора поясняется на рис. 13.1, а. На диэлектрическую пластину 1 нанесен тонкий слой полупроводника 2 с контактами 3 по краям. Схема включения фоторезистора приведена на рис. 13.1, б. Полярность источника питания не играет роли.

Если облучения нет, то фоторезистор имеет некоторое большое сопротивление  $R_t$ , называемое *темновым*. Оно является одним из параметров фоторезистора и составляет  $10^4 - 10^7 \text{ Ом}$ . Соответствующий ток через фоторезистор называют *темновым током*. При действии излучения с достаточной энергией фотонов на фоторезистор в нем происходит генерация пар подвижных носителей заряда (электронов и дырок) и его сопротивление уменьшается.

Для фоторезисторов применяют различные полупроводники, имеющие нужные свойства. Так, например, сернистый свинец наиболее чувствителен к инфракрасным, а сернистый кадмий — к видимым лучам. Фоторезисторы характеризуются *удельной чувствительностью*, т. е. интегральной чувствительностью<sup>1</sup>, отнесенной к 1 В приложенного напряжения:

$$S_{уд} = I/(\Phi U), \quad (13.1)$$

где  $\Phi$  — световой поток.

Обычно удельная чувствительность составляет несколько сотен или тысяч микроампер на вольт-люмен.

Фоторезисторы имеют линейную вольт-амперную и нелинейную энергетическую характеристику (рис. 13.2). К параметрам фоторезисторов кроме темнового сопротивления и удельной чувствительности следует еще отнести максимальное допустимое рабочее напряжение (до 600 В), кратность изменения

<sup>1</sup> Интегральная чувствительность — отношение фототока к вызвавшему его потоку белого (немонохроматического) света.

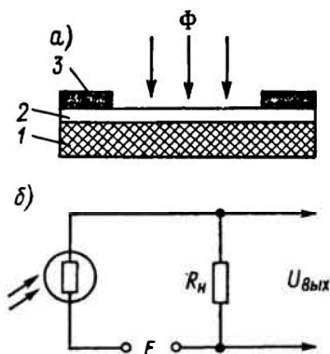


Рис. 13.1. Принцип устройства и схема включения фоторезистора

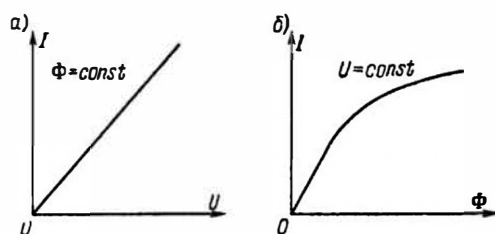


Рис. 13.2. Вольт-амперная (а) и энергетическая (б) характеристики фоторезистора

сопротивления (может быть до 500), температурный коэффициент фототока  $TK\Phi = \Delta I / (I \Delta T)$ . Значительная зависимость сопротивления от температуры, характерная для полупроводников, является недостатком фоторезисторов. Существенным недостатком надо считать также их большую инерционность, объясняющуюся довольно большим временем рекомбинации электронов и дырок после прекращения облучения. Практически фоторезисторы применяются лишь на частотах не выше нескольких сотен герц или единиц килогерц. Собственные шумы фоторезисторов значительны. Тем не менее фоторезисторы широко применяются в различных схемах автоматики и во многих других устройствах.

### 13.3. ФОТОДИОДЫ

Фотодиоды представляют собой полупроводниковые диоды, в которых используется внутренний фотоэффект. Све-

товой поток управляет обратным током фотодиодов. Под воздействием света на электронно-дырочный переход и прилегающие к нему области происходит генерация пар носителей заряда, проводимость диода возрастает и обратный ток увеличивается. Такой режим работы называется *фотодиодным* (рис. 13.3). Вольт-амперные характеристики  $I = f(U)$  при  $\Phi = \text{const}$  для фотодиодного режима (рис. 13.4) напоминают выходные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общей базой. Если светового потока нет, то через фотодиод протекает обычный начальный обратный ток  $I_0$ , который называют *темновым*. А под действием светового потока ток в диоде возрастает и характеристика располагается выше. Чем больше световой поток, тем больше ток. Повышение обратного напряжения на диоде незначительно увеличивает ток. Но при некотором напряжении возникает электрический пробой (штриховые участки характеристик). Энергетические характеристики фотодиода  $I = f(\Phi)$  при  $U = \text{const}$  линейны и мало зависят от напряжения (рис. 13.5).

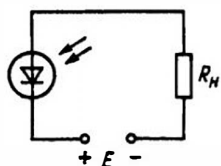


Рис. 13.3. Схема включения фотодиода для работы в фотодиодном режиме

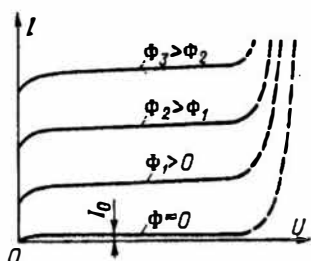


Рис. 13.4. Вольт-амперные характеристики фотодиода для фотодиодного режима

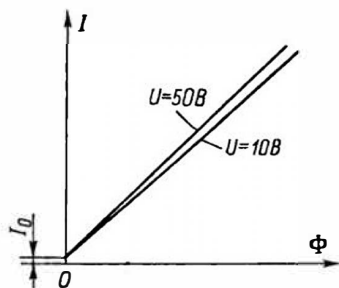


Рис. 13.5. Энергетические характеристики фотодиода

Интегральная чувствительность фотодиода обычно составляет десятки миллиампер на люмен. Она зависит от длины волны световых лучей и имеет максимум при некоторой длине волны, различной для разных полупроводников. Инерционность фотодиодов невелика. Они могут работать на частотах до нескольких сотен мегагерц. А у фотодиодов со структурой  $p-i-n$  граничные частоты повышаются до десятков гигагерц. Рабочее напряжение у фотодиодов обычно 10–30 В. Темновой ток не превышает 20 мкА для германиевых приборов и 2 мкА — для кремниевых. Ток при освещении составляет сотни микроампер. В последнее время разработаны фотодиоды на сложных полупроводниках, наиболее чувствительные к инфракрасному излучению. Большинство фотодиодов изготавливается по планарной технологии (рис. 13.6).

Имеется несколько разновидностей фотодиодов. У лавинных фотодиодов происходит лавинное размножение носителей в  $n-p$ -переходе и за счет этого в десятки раз возрастает чувстви-

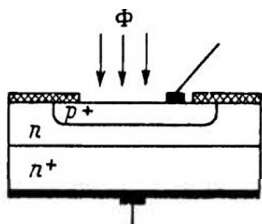


Рис. 13.6. Принцип устройства планарного фотодиода

тельность. В фотодиодах с барьером Шоттки имеется контакт полупроводника с металлом. Это диоды с повышенным быстродействием. Улучшенными свойствами обладают фотодиоды с гетеропереходами. Все фотодиоды могут работать и как генераторы ЭДС, о чем сказано в следующем параграфе.

### 13.4. ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Полупроводниковые фотоэлементы, иначе называемые *вентильными* или *фотогальваническими*, служат для преобразования энергии излучения в электрическую энергию. По существу, они представляют собой фотодиоды, работающие без источника внешнего напряжения и создающие собственную ЭДС под действием излучения.

Фотоны, воздействуя на  $n-p$ -переход и прилегающие к нему области, вызывают генерацию пар носителей заряда. Возникшие в  $n$ - и  $p$ -областях электроны и дырки диффундируют к переходу, и если они не успели рекомбинировать, то попадают под действие внутреннего электрического поля, имеющегося в переходе. Это поле также действует и на носители заряда, возникающие в самом переходе. Поле разделяет электроны и дырки. Для неосновных носителей, например для электронов, возникших в  $p$ -области, поле перехода является ускоряющим. Оно перебрасывает электроны в  $n$ -область. Аналогично дырки перебрасываются полем из  $n$ -области в  $p$ -область. А для основных носителей, например дырок в  $p$ -области, поле перехода является тормозящим, и эти носители остаются в своей области, т. е. дырки остаются в  $p$ -области, а электроны — в  $n$ -области (рис. 13.7).

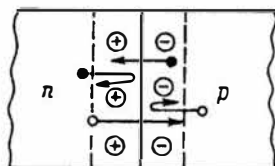


Рис. 13.7. Разделение возбужденных светом носителей под действием поля  $n-p$ -перехода

В результате такого процесса в  $n$ - и  $p$ -областях накапливаются избыточные основные носители, т. е. создаются соответственно заряды электронов и дырок и возникает разность потенциалов, которую называют фото-ЭДС ( $E_\phi$ ). С увеличением светового потока фото-ЭДС растет по нелинейному закону (рис. 13.8). Значение ЭДС может достигать нескольких десятых долей вольта. При включении полупроводникового фотоэлемента на нагрузку (рис. 13.9) возникает фототок  $I_\phi = E_\phi / (R_n + R_i)$ , где  $R_i$  — внутреннее сопротивление самого фотоэлемента.

Первые вентильные фотоэлементы из гемииоксида (заиси) меди были разработаны еще в 1926 г. В дальнейшем особенно широко применялись селеновые фотоэлементы, сделанные на основе селена  $p$ -типа. В пластинке такого селена создавался тонкий слой  $n$ -типа, на который воздействовал световой поток. Интегральная чувствительность селеновых фотоэлементов доходила до нескольких сотен микроампер на люмен. Они имели спектральную характеристику почти такую же, как у человеческого глаза, что было удобно для различных фотометрических методов. Значительный интерес представляли сернистоталлиевые фотоэлементы, которые разработал в

СССР Б. Т. Коломиец. У них чувствительность достигала тысяч микроампер на люмен. Недостаток вентильных фотоэлементов — низкие частотные свойства и значительная зависимость интегральной чувствительности от температуры.

В настоящее время важное значение имеют кремниевые фотоэлементы, используемые в качестве солнечных преобразователей. Они преобразуют энергию солнечных лучей в электрическую, и ЭДС их достигает 0,5 В. Из таких элементов путем последовательного и параллельного соединения создаются солнечные батареи, которые обладают сравнительно высоким КПД (до 20 %) и могут развивать мощность до нескольких киловатт. Солнечные батареи из кремниевых фотоэлементов — это основные источники питания на искусственных спутниках Земли, космических кораблях, автоматических метеостанциях и др. Практическое применение солнечных батарей непрерывно расширяется.

## 13.5. ФОТОТРАНЗИСТОРЫ

Значительно выше по сравнению с фотодиодами интегральная чувствительность у фототранзисторов. *Биполярный фототранзистор* представляет собой обычный транзистор, но в корпусе его сделано прозрачное «окно», через которое световой поток может воздействовать на область базы. Схема включения биполярного фототранзистора типа  $p-n-p$  со «свободной», т. е. никуда не включенной, базой, приведена на рис. 13.10. Как обычно, на эмиттерном переходе напряжение прямое, а на коллекторном — обратное.

Фотоны вызывают в базе генерацию пар носителей заряда — электронов и дырок. Они диффундируют к коллекторному переходу, в котором происходит их разделение так же, как и в фотодиоде. Дырки под действием поля коллекторного перехода идут из базы в коллектор и увеличивают ток коллектора. А электроны остаются в базе и повышают прямое напряжение эмиттерного перехода, что усиливает инжекцию ды-

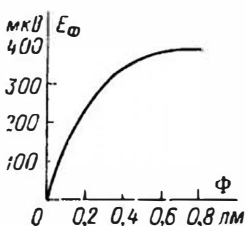


Рис. 13.8. Зависимость фото-ЭДС от светового потока

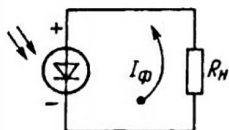


Рис. 13.9. Схема включения фотоэлемента

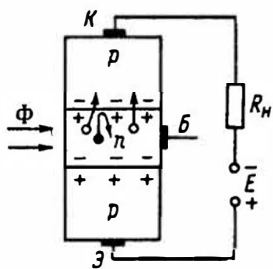


Рис. 13.10. Структура и схема включения фототранзистора со «свободной» базой

рок в этом переходе. За счет этого дополнительно увеличивается ток коллектора. В транзисторе типа  $n-p-n$  все происходит аналогично.

Интегральная чувствительность у фототранзистора в десятки раз больше, чем у фотодиода, и может достигать сотен миллиампер на люмен. Фототранзистор со «свободной» базой имеет низкую температурную стабильность. Для устранения этого недостатка применяют схемы стабилизации, которые были рассмотрены в гл. 4. При этом, конечно, должен быть использован вывод базы. На этот вывод можно также подавать постоянное напряжение смещения или электрические сигналы и осуществлять совместное действие этих сигналов и световых.

Выходные характеристики фототранзистора показаны на рис. 13.11. Они аналогичны выходным характеристикам для включения транзистора по схеме с общим эмиттером, но различные кривые соответствуют различным значениям светового потока, а не тока базы.

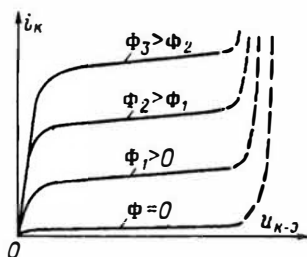


Рис. 13.11. Выходные характеристики фототранзистора

Характеристики показывают, что при повышенном напряжении возникает электрический пробой (штриховые участки).

Параметры фототранзисторов — интегральная чувствительность, рабочее напряжение (10–15 В), темновой ток (до сотен микроампер), рабочий ток (до десятков миллиампер), максимальная допустимая рассеиваемая мощность (до десятков милливатт), граничная частота. Фототранзисторы, изготовленные сплавным методом, имеют граничные частоты до нескольких килогерц, а изготовленные диффузионным методом (планарные) могут работать на частотах до нескольких мегагерц. Недостаток фототранзисторов — сравнительно высокий уровень собственных шумов.

Помимо рассмотренного биполярного фототранзистора применяются и другие. *Составной фототранзистор* представляет собой фототранзистор, соединенный с обычным транзистором. В гл. 9 было показано, что составной транзистор имеет коэффициент усиления тока  $\beta$ , равный произведению коэффициентов усиления двух транзисторов  $\beta_1\beta_2$ . В результате интегральная чувствительность у составного фототранзистора в десятки раз больше, чем у обычного, и в тысячи раз больше, чем у фотодиодов. Высокая чувствительность и хорошее быстродействие достигаются при сочетании фотодиода с высокочастотным транзистором.

Кроме биполярных фототранзисторов в качестве приемников излучения используются и *полевые фототранзисторы*. На рис. 13.12 показан полевой фототранзистор с каналом  $n$ -типа. При облучении  $n$ -канала в нем и в прилегающей к нему  $p$ -области (области затвора) генерируются электроны и дырки. Переход между  $n$ -каналом и  $p$ -областью находится под обратным напряжением, и поэтому под действием поля этого перехода происходит разделение носителей заряда. В результате повышается концентрация электронов в  $n$ -канале, уменьшается его сопротивление и увеличивается концентрация дырок в  $p$ -области. Ток канала (ток стока) возрастает. Кроме того, возникает фототок в

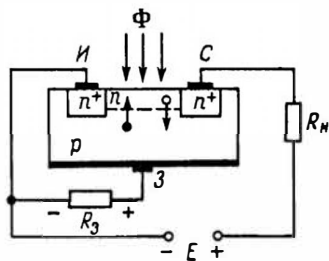


Рис. 13.12. Структура и схема включения полевого фототранзистора с каналом  $n$ -типа

цепи затвора. Этот ток создает падение напряжения на резисторе  $R_3$ , за счет чего уменьшается обратное напряжение на управляющем переходе канал-затвор. Это, в свою очередь, приводит к увеличению толщины канала, а следовательно, к дополнительному уменьшению его сопротивления и возрастанию тока стока. Таким образом осуществляется управление током стока с помощью света.

Представляют интерес *МДП-фототранзисторы* с индуцированным (инверсным) каналом. Они имеют полупрозрачный затвор, через который освещается область полупроводника под затвором. В этой области происходит фотогенерация носителей заряда. За счет этого изменяется значение порогового напряжения, при котором возникает индуцированный канал, а также крутизна, являющаяся основным параметром такого транзистора. На затвор иногда подают постоянное напряжение для установления начального режима.

Еще одна разновидность — *однопереходные фототранзисторы*, в которых при облучении светом понижается напряжение включения.

### 13.6. ФОТОТИРИСТОРЫ

Тиристорные четырехслойные структуры  $p-n-p-n$  (рис. 13.13) могут управляться световым потоком, подобно тому как триодные тиристоры управляются напряжением, подаваемым на один из эмиттерных переходов. При действии света на область базы  $p_1$  в этой области генерируются электроны и дырки, которые диффундируют к  $n$ - $p$ -перехо-

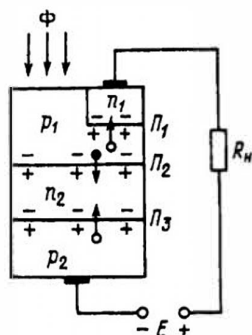


Рис. 13.13. Структура и схема включения фототиристора

дам. Электроны, попадая в область перехода  $p_2$ , находящегося под обратным напряжением, уменьшают его сопротивление. За счет этого происходит перераспределение напряжения, приложенного к тиристору: напряжение на переходе  $p_2$  несколько уменьшается, а напряжения на переходах  $p_1$  и  $p_3$  несколько увеличиваются. Но тогда усиливается инжекция в переходах  $p_1$  и  $p_3$ , к переходу  $p_2$  приходят инжектированные носители, его сопротивление снова уменьшается и происходит дополнительное перераспределение напряжения, еще больше усиливается инжекция в переходах  $p_1$  и  $p_3$ , ток лавинообразно нарастает (см. штриховые линии на рис. 13.14), т. е. тиристор отпирается.

Чем больше световой поток, действующий на тиристор, тем при меньшем напряжении включается тиристор. Это наглядно показывают вольт-амперные характеристики фототиристора, приведенные на рис. 13.14. После включения на тиристоре устанавливается, как обычно, небольшое напряжение и почти все напряжение источника  $E$  падает на нагрузке. Иногда у фототиристора бывает сделан вывод от одной из базовых областей ( $p_1$  или  $n_2$ ). Если через этот вывод подавать на соответствующий эмиттерный переход прямое напряжение, то можно понижать напряжение включения. Само включение по-прежнему будет осуществляться действием светового потока.

Фототиристоры могут успешно применяться в различных автоматических



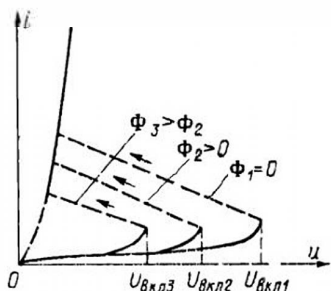


Рис. 13.14. Вольт-амперные характеристики фототиристора

устройствах в качестве бесконтактных ключей для включения значительных напряжений и мощностей. Важные достоинства фототиристоров — малое потребление мощности во включенном состоянии, малые габариты, отсутствие искрения, малое (доли секунды) время включения.

## 13.7. СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИЕ ДИОДЫ

В качестве малоинерционных полупроводниковых источников излучения все шире применяются *светодиоды* (светодиоды), работающие при прямом напряжении. Иногда их называют *инжекционными светодиодами*. А свечение, возникающее в светодиодах, относят к явлению так называемой *инжекционной электролюминесценции*.

Свечение полупроводникового диода наблюдал еще в начале 20-х годов в Нижегородской радиолaborатории О. В. Лосев во время своих экспериментов по генерации электрических колебаний с помощью кристаллического детектора. Однако дальнейшее изучение этого явления началось лишь в середине 50-х годов. В настоящее время промышленность выпускает десятки типов светодиодов и более сложных индикаторных приборов, представляющих собой комбинации тех или иных светодиодов.

Принцип работы светодиодов заключается в следующем. При прямом напряжении в полупроводниковом дио-

де происходит инжекция носителей заряда из эмиттерной области в область базы. Например, если концентрация электронов в *n*-области больше, чем концентрация дырок в *p*-области, т. е.  $n_n > p_p$ , то происходит инжекция электронов из *n*-области в *p*-область. Инжектированные электроны рекомбинируют с основными носителями базовой области, в данном случае с дырками *p*-области. Рекомбинирующие электроны переходят с более высоких энергетических уровней зоны проводимости, близких к ее нижней границе, на более низкие уровни, расположенные вблизи верхней границы валентной зоны (рис. 13.15). При этом выделяется фотон, энергия которого почти равна ширине запрещенной зоны  $\Delta W$ , т. е.

$$h\nu = hc/\lambda \approx \Delta W. \quad (13.2)$$

Подставляя в эту формулу постоянные величины, можно определить ширину запрещенной зоны  $\Delta W$  (в электрон-вольтах), необходимую для излучения с той или иной длиной волны  $\lambda$  (в микрометрах):

$$\Delta W \approx 1,23\lambda. \quad (13.3)$$

Из этого соотношения следует, что для излучения видимого света с длиной волны от 0,38 до 0,78 мкм полупроводник должен иметь  $\Delta W > 1,7$  эВ. Германий и кремний непригодны для светодиодов, так как у них ширина запрещенной зоны слишком мала. Для современных светодиодов применяют главным образом фосфид галлия GaP и карбид кремния SiC, а также некоторые

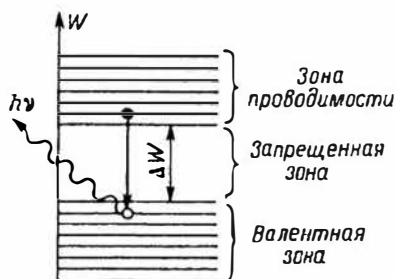


Рис. 13.15. Излучение при рекомбинации

тройные соединения, называемые твердыми растворами, состоящие из галлия, алюминия и мышьяка (GaAlAs) или галлия, мышьяка и фосфора (GaAsP) и др. Внесение в полупроводник некоторых примесей позволяет получать свечение различного цвета.

Помимо светодиодов, дающих видимое свечение, выпускаются светодиоды инфракрасного (ИК) излучения, изготавливаемые преимущественно из арсенида галлия GaAs. Они применяются в фотореле, различных датчиках и входят в состав некоторых оптронов.

Существуют светодиоды переменно-го цвета свечения с двумя светоизлучающими переходами, один из которых имеет максимум спектральной характеристики в красной части спектра, а другой — в зеленой. Цвет свечения такого диода зависит от соотношения токов через переходы. Наилучшими качествами обладают светодиоды с гетеропереходом.

Основные параметры светодиодов следующие:

1. Сила света, измеряемая в канделах и указываемая для определенного значения прямого тока. У светодиодов сила света обычно составляет десятки доли или единицы милликандел. Напомним, что кандела есть единица силы света, испускаемого специальным стандартным источником.

2. Яркость, равная отношению силы света к площади светящейся поверхности. Она составляет десятки — сотни кандел на квадратный сантиметр.

3. Постоянное прямое напряжение (2—3 В).

4. Цвет свечения и длина волны, соответствующие максимальному световому потоку.

5. Максимальный допустимый постоянный прямой ток. Обычно он составляет десятки миллиампер.

6. Максимальное допустимое постоянное обратное напряжение (единицы вольт).

7. Диапазон температур окружающей среды, при которых светодиод может нормально работать, например от  $-60$  до  $+70^{\circ}\text{C}$ .

Для светодиодов обычно рассматри-

ваются следующие характеристики. Яркостная характеристика дает зависимость яркости от прямого тока, а световая характеристика — зависимость силы света от прямого тока. Спектральная характеристика показывает зависимость излучения от длины волны. Вольт-амперная характеристика светодиода такая же, как у обычного выпрямительного диода. Важной характеристикой является *диаграмма направленности излучения*, которая определяется конструкцией диода, в частности наличием линзы, и другими факторами. Излучение может быть направленным или рассеянным (диффузным).

Некоторые параметры светодиодов зависят от температуры. Так, например, яркость и сила света с повышением температуры уменьшаются. Быстродействие у светодиодов высокое. Свечение возрастает до максимума в течение примерно  $10^{-8}$  с после подачи на диод импульса прямого тока.

Светодиоды конструируют так, чтобы наружу выходил возможно больший световой поток. Однако значительная часть потока излучения все же теряется за счет поглощения в самом полупроводнике и полного внутреннего отражения на границе кристалл — воздух. Конструктивно светодиоды выполняются в металлических корпусах с линзой, обеспечивающей направленное излучение, или в прозрачном пластмассовом корпусе, создающем рассеянное излучение. Изготавливаются также бескорпусные диоды. Масса диода составляет доли грамма.

Светодиоды являются основой более сложных приборов.

*Линейная светодиодная шкала* представляет собой интегральную микросхему, состоящую из последовательно размещенных светодиодных структур (сегментов), число которых может быть от 5 до 100. Такие линейные шкалы могут заменять щитовые измерительные приборы и служат для отображения непрерывно изменяющейся информации.

*Цифро-буквенный светодиодный индикатор* также сделан в виде интегральной микросхемы из нескольких свето-

диодных структур, расположенных так, чтобы при соответствующих комбинациях светящихся сегментов получалось изображение цифры или буквы. Одно-разрядные индикаторы позволяют воспроизвести одну цифру от 0 до 9 или некоторые буквы. Многоразрядные индикаторы воспроизводят одновременно несколько знаков. У большинства индикаторов сегменты имеют вид полосок (обычно 7 для каждого разряда). Выпускаются также матричные индикаторы, имеющие 35 точечных светодиодных элементов, из которых синтезируются любые знаки. Достоинство матричного индикатора с большим числом элементов заключается в том, что отказ одного из элементов матрицы не приводит к ошибке при воспроизведении знака. А в 7-сегментных индикаторах отказ одного сегмента часто делает невозможным правильное прочтение отображаемого знака.

В течение ряда лет разрабатываются многоэлементные блоки, содержащие десятки тысяч светодиодов для получения сложных изображений. На этом принципе могут быть созданы плоские экраны для телевизионных приемников, заменяющие кинескопы.

Параметры и характеристики цифро-буквенных индикаторов аналогичны тем, которые приводятся для обычных светодиодов. Цифро-буквенные индикаторы широко используются в измерительной аппаратуре, устройствах автоматики и вычислительной техники, микрокалькуляторах, электронных часах и др.

### 13.8. ОПТРОНЫ

*Оптрон* — это полупроводниковый прибор, в котором конструктивно объединены источник и приемник излучения, имеющие между собой оптическую связь. В источнике излучения электрические сигналы преобразуются в световые, которые воздействуют на фотоприемник и создают в нем снова электрические сигналы. Если оптрон имеет только один излучатель и один приемник излучения, то его называют *оптопарой* или *элементарным оптроном*. Микросхема, состоящая из одной или нескольких

оптопар с дополнительными согласующими и усилительными устройствами, называется *оптоэлектронной интегральной микросхемой*. На входе и выходе оптрона всегда имеются электрические сигналы, а связь входа с выходом осуществляется световыми сигналами. Цель излучателя является управляющей, а цель фотоприемника — управляемой.

Важнейшие достоинства оптронов:

1. Отсутствие электрической связи между входом и выходом и обратной связи между фотоприемником и излучателем. Сопротивление изоляции между входом и выходом может достигать  $10^{14}$  Ом, а проходная емкость не превышает 2 пФ и в некоторых оптронах снижается до малых долей пикофарада.

2. Широкая полоса частот пропускаемых колебаний, возможность передачи сигналов с частотой от нуля до  $10^{14}$  Гц.

3. Возможность управления выходными сигналами путем воздействия на оптическую часть.

4. Высокая помехозащищенность оптического канала, т. е. его невосприимчивость к воздействию внешних электромагнитных полей.

5. Возможность совмещения в РЭА с другими полупроводниковыми и микроэлектронными приборами.

Недостатки оптронов следующие:

1. Относительно большая потребляемая мощность, из-за того что дважды происходит преобразование энергии, причем КПД этих преобразований не высок.

2. Невысокая температурная стабильность и радиационная стойкость.

3. Заметное «старение», т. е. ухудшение параметров с течением времени.

4. Сравнительно высокий уровень собственных шумов.

5. Необходимость применения гибридной технологии вместо более удобной и совершенной планарной (в одном приборе объединены источник и приемник излучения, сделанные из разных полупроводников).

Все эти недостатки устраняются в процессе развития оптронной техники.

Конструктивно в оптронах излучатель и приемник излучения помещаются

в корпус и заливаются оптически прозрачным клеем (рис. 13.16). Для использования в гибридных микросхемах выпущены миниатюрные бескорпусные оптроны. Особую конструкцию имеют оптопары с открытым оптическим каналом. У них между излучателем и фотоприемником имеется воздушный зазор (рис. 13.17, а), в котором может помещаться светонепроницаемая преграда, например перфолента с отверстиями. С помощью перфоленты можно управлять световым потоком. В другом варианте оптопар с открытым каналом световой поток излучателя попадает в фотоприемник, отражаясь от какого-либо объекта (рис. 13.17, б).

Рассмотрим различные типы оптопар, отличающиеся друг от друга фотоприемниками.

*Резисторные оптопары* имеют в качестве излучателя сверхминиатюрную лампочку накаливания или светодиод, дающий видимое или инфракрасное излучение. Приемником излучения является фоторезистор из селенида кадмия или сульфида кадмия для видимого излучения, а для инфракрасного — из селенида или сульфида свинца. Фоторезистор может работать как на постоянном, так и на переменном токе. Для хорошей работы оптопары необходимо согласование излучателя и фоторезистора по спектральным характеристикам.

На рис. 13.18 схематически изображена резисторная оптопара (светодиод и фоторезистор), у которой выходная цепь питается от источника постоянного или переменного напряжения  $E$  и имеет нагрузку  $R_H$ . Напряжение  $U_{упр}$ , подаваемое на светодиод, управляет током в

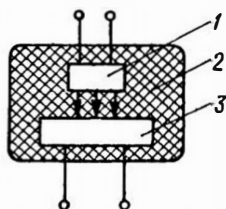


Рис. 13.16. Принцип устройства оптопары  
1 — излучатель; 2 — оптически прозрачный клей;  
3 — фотоприемник

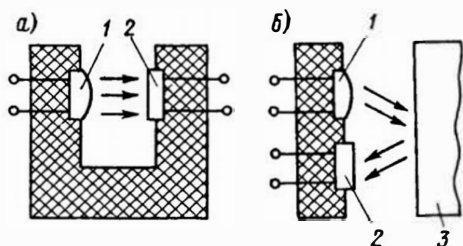


Рис. 13.17. Оптопары с открытым оптическим каналом

1 — излучатель; 2 — фотоприемник; 3 — объект

нагрузке. Цепь управления (цепь излучателя) изолирована от фоторезистора, который может быть включен в цепь относительно высокого напряжения, например 220 В.

В качестве параметров резисторных оптопар обычно указываются максимальные токи и напряжения на входе и выходе, выходное сопротивление при нормальной работе и так называемое темновое выходное сопротивление (соответствующее темновому току в несколько микроампер при отсутствии входного тока), сопротивление изоляции и максимальное напряжение изоляции между входом и выходом, проходная емкость, время включения и выключения, характеризующее инерционность прибора. Важнейшие характеристики оптопары — входная вольт-амперная и передаточная. Последняя показывает зависимость выходного сопротивления от входного тока.

Промышленность выпускает резисторные оптопары с источником излучения в виде ламп накаливания, электролюминесцентных конденсаторов и светодиодов. В некоторых оптопарах, предназначенных для коммутации, размещается несколько фоторезисторов. Резисторные оптопары применяются для

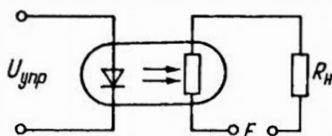


Рис. 13.18. Схема включения резисторной оптопары

автоматического регулирования усиления, связи между каскадами, управления бесконтактными делителями напряжения, модуляции сигналов, формирования различных сигналов и т. д.

Диодные оптопары (рис. 13.19, а) имеют обычно кремниевый фотодиод и инфракрасный арсенидо-галлиевый светодиод. Фотодиод может работать в фотогенераторном режиме, создавая фото-ЭДС до 0,8 В, или в фотодиодном режиме. Диоды изготавливают по планарно-эпитаксиальной технологии. Для повышения быстродействия применяют фотодиоды типа  $p-i-n$ .

Основные параметры диодных оптопар — входные и выходные напряжения и токи для непрерывного и импульсного режима, коэффициент передачи тока, т. е. отношение выходного тока к входному, время нарастания и спада выходного сигнала, а также другие величины, аналогичные параметрам резисторных оптопар. Коэффициент передачи тока обычно составляет лишь единицы процентов, а время нарастания и спада для  $p-i-n$ -фотодиодов может быть снижено до нескольких наносекунд. Свойства диодных оптопар отображаются входными и выходными вольт-амперными характеристиками и передаточными характеристиками для фотогенераторного и фотодиодного режима.

Многоканальные диодные оптопары имеют в одном корпусе несколько оптопар. Масса оптопары составляет примерно один грамм или десятые доли грамма. Оптопары оформлены в металлокерамическом корпусе, а для гибридных микросхем выпускаются бескорпусные оптопары.

Применение диодных оптопар весьма разнообразно. Например, на основе диодных оптопар создаются импульсные трансформаторы, не имеющие обмоток. Оптопары используются для передачи сигналов между блоками сложной РЭА, для управления работой различных микросхем, особенно микросхем на МДП-транзисторах, у которых входной ток очень мал. Разновидность диодных оптопар — оптопары, в которых фотоприемником служит фототранзистор (рис. 13.19, б).

Транзисторные оптопары (рис. 13.19, в) имеют обычно в качестве излучателя арсенидо-галлиевый светодиод, а приемника излучения — биполярный кремниевый фототранзистор типа  $n-p-n$ . Основные параметры входной цепи таких оптопар аналогичны параметрам диодных оптопар. Дополнительно указываются максимальные токи, напряжения и мощность, относящиеся к выходной цепи, темновой ток фототранзистора, время включения и выключения, параметры, характеризующие изоляцию входной цепи от выходной. Оптопары этого типа работают главным образом в ключевом режиме и применяются в коммутаторных схемах, устройствах связи различных датчиков с измерительными блоками, в качестве реле и во многих других случаях.

Для повышения чувствительности в оптопаре может быть использован составной транзистор (рис. 13.19, г) или фотодиод с транзистором (рис. 13.19, д). Оптопары с составным транзистором обладают наибольшим коэффициентом передачи тока, но наименьшим быстродействием, а наибольшее быстродей-

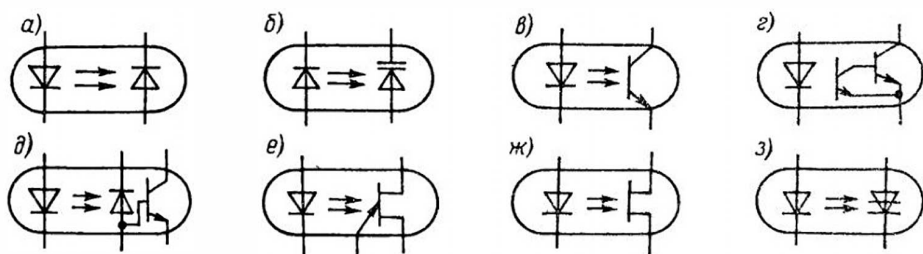


Рис. 13.19. Различные типы оптопар

ствие характерно для диодно-транзисторных оптопар.

В качестве приемника излучения в оптопарах применяются также однопереходные транзисторы (рис. 13.19, е). Такие оптопары обычно используются для ключевых схем, например для управляемых релаксационных генераторов, создающих импульсы прямоугольной формы. Однопереходный фототранзистор универсальный: его можно использовать как фоторезистор, если не включен эмиттерный переход, или как фотодиод, если включен только один этот переход.

Разновидность транзисторных оптопар — оптопары с полевым фототранзистором (рис. 13.19, ж). Они отличаются хорошей линейностью выходной вольт-амперной характеристики в широком диапазоне напряжений и токов и поэтому удобны для аналоговых схем.

*Тиристорные оптопары* имеют в качестве фотоприемника кремниевый фототиристор (рис. 13.19, з) и применяются в ключевых режимах. Основная область использования — схемы для формирования мощных импульсов, управления мощными тиристорами, управления и коммутации различных устройств с мощными нагрузками. Параметры тиристорных оптопар — входные и выходные токи и напряжения, соответствующие включению, рабочему режиму и максимальным допустимым режимам,

а также время включения и выключения, параметры изоляции между входной и выходной цепями.

*Оптоэлектронные интегральные микросхемы* (ОЭ ИМС) имеют оптическую связь между отдельными узлами или компонентами. В этих микросхемах, изготавливаемых на основе диодных, транзисторных и тиристорных оптопар, кроме излучателей и фотоприемников содержатся еще устройства для обработки сигналов, полученных от фотоприемника. Особенность ОЭ ИМС — однонаправленная передача сигнала и отсутствие обратной связи.

Различные ОЭ ИМС используются главным образом в качестве переключателей логических и аналоговых сигналов, реле и схем цифро-буквенной индикации. Кроме ряда параметров, аналогичных параметрам обычных оптопар, для ОЭ ИМС еще характерны входные и выходные токи и напряжения, соответствующие логическим единице и нулю, время задержки включения и выключения, напряжение источника питания и потребляемый ток.

Существуют типы оптронов, например с оптическим входом и выходом, служащие для преобразования световых сигналов, индикаторные ОЭ ИМС с несколькими встроенными светодиодами или с сегментным светодиодным индикатором. Техника оптоэлектронных приборов весьма перспективна и непрерывно развивается.

# КРИОЭЛЕКТРОНИКА, ХЕМОТРОНИКА, МОЛЕКУЛЯРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

## 14.1. КРИОЭЛЕКТРОНИКА

*Криогенная электроника*, или, короче, *криоэлектроника*<sup>1</sup>, — область науки и техники, которая занимается вопросами применения электронных явлений, происходящих в различных веществах при низких температурах. Развитие криоэлектроники связано главным образом с тем, что при температурах ниже определенной (критической) в некоторых веществах наблюдается явление *сверхпроводимости*, т. е. их электрическое сопротивление практически становится равным нулю. Сверхпроводимость открыл в 1911 г. голландский физик Х. Камерлинг-Оннес, а теоретическое объяснение этому явлению на основе квантовой физики дали впервые лишь в 1957 г. американские ученые Д. Бардин, Л. Купер и Д. Шриффер и независимо от них в СССР академик Н. Н. Боголюбов.

Переход от конечного значения сопротивления к сверхпроводимости происходит скачком при так называемой *критической температуре*. Но состояние сверхпроводимости исчезает при действии на сверхпроводник магнитного поля определенной напряженности или если сила тока в сверхпроводнике превысит некоторое максимальное значение.

Простейший, исторически первый криогенный переключающий прибор, названный *криотроном*, представляет собой сверхпроводник 1 (рис. 14.1), который можно переводить из состояния с нулевым сопротивлением в состояние с конечным сопротивлением, воздействуя магнитным полем. Поле создается током, протекающим в другом, управляю-

щем сверхпроводнике 2, который делается из металла с несколько более высокой критической температурой, нежели у управляемого провода 1.

Более совершенным является *пленочный криотрон* (рис. 14.2), у которого перпендикулярно друг другу расположены управляемая (1) и управляющая (2) пленки, разделенные слоем диэлектрика 3. Толщина пленок около микрометра, а ширина может быть несколько миллиметров. Управляющая пленка делается более узкой. Обе пленки находятся в сверхпроводящем состоянии, но если пропустить через управляющую пленку ток, не меньший некоторого критического значения, то магнитное поле этого тока нарушит сверхпроводимость управляемой пленки на участке пересечения пленок и тогда сопротивление управляемой пленки станет больше нуля. Возможны и другие конфигурации криотронов.

Основное применение криотронов как переключающих элементов — в быстродействующих ЭВМ. Два резко различных состояния управляемого проводника соответствуют знакам 0 и 1. Время переключения (перехода криотрона из одного состояния в другое) составляет малые доли микросекунды. Поэтому быстродействие ЭВМ на криотронах весьма высокое. Важно также, что на управление криотроном расходуется очень малая мощность. Пленочные криотроны могут быть сделаны очень малого размера, и тогда на площади в 2 см<sup>2</sup> размещаются тысячи криотронов. Именно пленочные криотроны возможно применять в микроэлектронных устройствах.

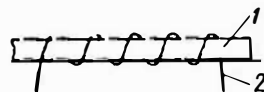


Рис. 14.1. Проволочный криотрон

<sup>1</sup> Греческое слово *kryos* означает «мороз, холод».

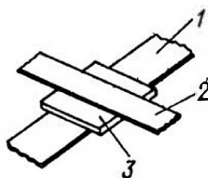


Рис. 14.2. Пленочный криотрон

Большой интерес представляет получение в замкнутом сверхпроводящем контуре постоянного тока, который может длительное время протекать без источника ЭДС. Такой ток можно, например, возбудить методом электромагнитной индукции в металлическом кольце, находящемся в сверхпроводящем состоянии. Вследствие того что сопротивление сверхпроводящего кольца, а также потери на нагрев равны нулю, ток в кольце существует много часов и даже дней практически без ослабления. На использовании этого явления основана работа запоминающих устройств, в которых отсутствие тока соответствует нулю, а наличие тока — единице. Можно также для запоминания знаков 0 и 1 использовать в сверхпроводящем замкнутом контуре токи различных направлений.

Особый интерес представляют криогенные приборы, действие которых основано на эффекте, открытым в 1962 г. английским ученым Б. Джозефсоном. Сущность эффекта Джозефсона в следующем. Если два сверхпроводника разделены очень тонким (менее одного нанометра) слоем диэлектрика, то через этот слой может протекать постоянный ток, хотя падение напряжения на этом участке будет равно нулю. В этом случае через тонкий слой диэлектрика протекает своеобразный туннельный ток. Под действием магнитного поля с определенной напряженностью или если ток превысит некоторое предельное значение, эффект Джозефсона исчезает, т. е. ток вообще прекращается.

Таким образом, на эффекте Джозефсона могут работать криогенные переключающие элементы. Время переключения джозефсоновских элементов

исчезающе мало (до  $10^{-11}$  с), а расход энергии на переключение составляет всего лишь  $10^{-18}$  Дж. Поэтому на джозефсоновских элементах могут быть построены сверхбыстродействующие ЭВМ с очень малым потреблением мощности. В подобных ЭВМ число арифметических операций достигает нескольких миллиардов в секунду. Предел быстродействия практически не зависит от процессов, связанных с явлением сверхпроводимости, а определяется наличием паразитных индуктивностей и емкостей, которые неизбежно создают некоторую инерционность процесса переключения.

Следует отметить, что сверхнизкие температуры используются также в различных радиоэлектронных устройствах с целью снижения потерь в них. Созданы, например, колебательные системы (резонаторы) со сверхвысокой добротностью, доходящей до сотен тысяч и даже миллионов, коаксиальные кабели с ничтожно малым затуханием, резонансные фильтры со сверхвысокой избирательностью. Весьма важно и то, что при низких температурах снижается уровень собственных шумов. Это способствует повышению чувствительности радиоприемных устройств и позволяет принимать весьма слабые сигналы, например от космических объектов. При обычных температурах прием таких сигналов крайне затруднен, так как они значительно слабее собственных шумов входной части радиоприемного устройства.

Нельзя не упомянуть о применении сверхпроводимости в электроэнергетике. В СССР уже созданы для электростанций мощные электрические генераторы со сверхпроводящими обмотками, в которых отсутствуют потери мощности. Колоссальный экономический эффект могут дать сверхпроводящие линии электропередачи.

Основной недостаток всех криогенных устройств — это необходимость создания для их работы сверхнизких температур. До последнего времени для этой цели использовался жидкий гелий, у которого температура перехода из газообразного состояния в жидкое составляет 4,2 К. Холодильные установки для поддержания такой низкой темпера-



туры сложны, громоздки и дороги. Это ограничивает практическое применение криогенной аппаратуры.

Новые перспективы появились перед криоэлектроникой в связи с открытием так называемой *высокотемпературной сверхпроводимости*. В 1987 г. было установлено, что некоторые вещества, в частности металлооксидные соединения типа керамики, могут стать сверхпроводниками при значительно более высоких температурах. Это означает, что для таких сверхпроводников вместо дорогостоящего жидкого гелия можно использовать жидкий азот, у которого критическая температура составляет 77 К. Жидкий азот производится в больших количествах и относительно дешев. Поэтому в электронике в дальнейшем будут использоваться компоненты на высокотемпературных сверхпроводниках.

## 14.2. ХЕМОТРОНИКА

*Хемотроника*, называемая иногда *ионикой*, основана на достижениях электрохимии и электроники. Содержание хемотроники — теория и практика электрохимических преобразователей для новых типов управляющих, информационных, вычислительных и измерительных устройств. Первыми электрохимическими приборами были гальванические элементы и аккумуляторы, а затем электролитические конденсаторы, но все они обычно не рассматриваются в хемотронике.

В начале развития хемотроники были созданы приборы, являющиеся аналогами диодов и триодов, но в них подвижными носителями заряда были ионы в жидких электролитах, а не электроны. На основе этих приборов удалось осуществить выпрямление и усиление. Поскольку масса ионов во много раз больше, а подвижность во много раз меньше, нежели масса и подвижность электронов, приборы хемотроники весьма инерционны и пригодны только для очень низких частот. Это их свойство представляет собой существенный недостаток. Но следует иметь в виду, что во многих системах, например в некоторых устройствах автоматики, про-

цессы протекают сравнительно медленно и в этих случаях «низкочастотность» приборов хемотроники не имеет значения.

Вместе с тем по сравнению с электровакуумными и полупроводниковыми приборами хемотроники обладают некоторыми преимуществами. Они многофункциональны, так как в жидкостях могут протекать различные физико-химические процессы. В этих приборах можно сравнительно легко перестраивать внутреннюю структуру, т. е. осуществлять внутреннее управление. Хемотронные приборы обладают достаточной устойчивостью. Для сравнения следует указать, что твердотельные структуры, обладая высокой устойчивостью, практически непригодны для внутренней перестройки. В газообразных структурах перестройку осуществлять легко, но устойчивость этих структур недостаточна. Жидкостные системы занимают среднее положение: они устойчивы и пригодны для внутренней перестройки. Так, например, человеческий мозг, близкий к жидкостным структурам, обладает высокой устойчивостью, надежностью, многофункциональностью и способностью к разнообразной перестройке.

Есть много различных приборов хемотроники. Теория таких приборов сложна, так как в них протекают весьма сложные физико-химические процессы. Далее будут рассмотрены наиболее типичные приборы хемотроники. Как правило, они имеют герметичный корпус, в котором находится электролит и электроды. Материалы некоторых электродов и корпуса не должны вступать в химическое взаимодействие с электролитом.

Значительная часть приборов хемотроники — это *концентрационные электрохимические преобразователи*, иначе называемые *преобразователями диффузионного типа*. Работа этих приборов основана на изменении концентрации активных компонентов электролита. Эти компоненты содержатся в электролите в двух видах: окисленном и восстановленном. Кроме того, в электролите имеется еще и *пассивный* (индифферентный) компонент, не участвующий в

химических реакций, а лишь увеличивающий проводимость электролита.

Распределение активных компонентов зависит от нескольких процессов, протекающих в электролите. *Диффузия* представляет собой распространение ионов вследствие разности концентраций. *Конвекция* — перемещение самого раствора за счет разности плотностей. *Миграция*, аналогичная дрейфу носителей заряда, — это перемещение ионов под действием электрического поля, созданного разностью потенциалов на электродах. Главную роль обычно играет диффузия.

Простейший электрохимический прибор — симметричная плоская электрохимическая ячейка (рис. 14.3) имеет электроды одинаковой площади из одного и того же материала. Вольт-амперная характеристика такой ячейки также симметричная (рис. 14.4, а). У несимметричной ячейки площади электродов различны и вольт-амперная характеристика несимметрична (рис. 14.4, б), а следовательно, такая ячейка обладает выпрямительными свойствами. Можно получить выпрямительный эффект и при одинаковой площади электродов, если разделить весь объем электролита на две неравные части с помощью так называемого *диффузионного барьера*. Таким барьером может быть пористая либо сплошная перегородка с тонкой щелью или капилляром, соединяющим отсеки.

Электрохимические диоды имеют отношение площадей электродов до нескольких сотен и такого же порядка коэффициент выпрямления. В отличие от полупроводниковых электрохимические диоды работают уже при очень низких напряжениях (0,050—0,005 В), могут быть очень малых размеров, обла-

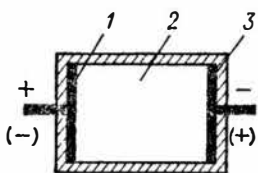


Рис. 14.3. Простейшая электрохимическая ячейка

1, 3 — электроды; 2 — электролит

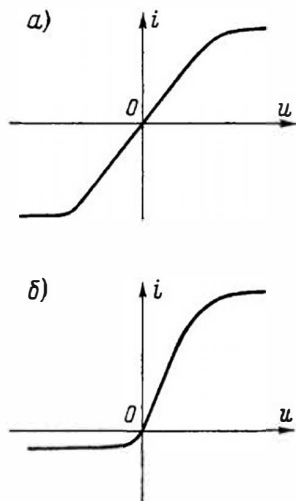


Рис. 14.4. Вольт-амперная характеристика симметричной (а) и несимметричной (б) электрохимической ячейки

дают низким уровнем собственных шумов, просты в изготовлении, дешевы и имеют высокую надежность. Конечно, они пригодны только для низких и инфранизких частот.

Хемотронные диоды с диффузионным барьером могут применяться в качестве интеграторов тока, т. е. счетчиков количества электричества. При протекании тока изменяется концентрация компонентов электролита и его цвет. Поэтому возможно визуальное определение количества электричества, но погрешность составит не менее 10 %. Если в диод ввести дополнительный электрод, то можно количество электричества определить по току в цепи дополнительного электрода.

В электрохимических датчиках давления имеется три или четыре электрода и часть корпуса делается в виде гибкой мембраны. Внешнее давление передается через мембрану на электролит, который приходит в движение, и тогда на один из электродов попадает больше ионов. Ток этого электрода возрастает, и по нему можно судить о давлении. Такие датчики применяются только для измерения переменного давления. Подобно такому датчику работают электрохимические микрофоны, в частности

применяемые для подводной акустической связи и называемые *гидрофонами*.

Большую группу приборов хемотроники составляют *электрокинетические преобразователи*. Они основаны на использовании электрокинетического движения. Это движение под действием электрического поля частиц жидкого вещества, заряженных положительно и отрицательно. Как уже указывалось, движение ионов под действием поля называется миграцией. Движение в электрическом поле более крупных частиц, нежели ионы, называется *электрофорезом*. А движение жидкости через пористую перегородку или капилляр под действием поля называется *электроосмосом*. Работа электрохимического прибора на основе электрофореза или электроосмоса носит название *насосного режима*. Но возможен и другой — *генераторный режим*. Он состоит в том, что под действием давления жидкость проходит через пористую перегородку и тогда между противоположными сторонами перегородки возникает разность потенциалов.

Принцип работы электрокинетического прибора в генераторном режиме пояснен на рис. 14.5. Пористая перегородка 1, на которой с двух сторон имеются электроды 2 и 7 в виде металлических сеток, делит прибор на две камеры 3 и 6, заполненные электролитом. Внешнее давление может быть передано на электролит через гибкие мембраны 4 и 5. Давление на одну из мембран вызывает проталкивание жидкости через пористую перегородку, и тогда на электродах появляется разность потенциалов. Подобный прибор служит

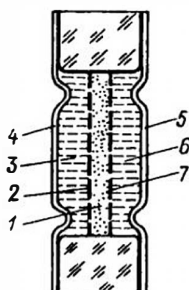


Рис. 14.5. Электрокинетическая ячейка

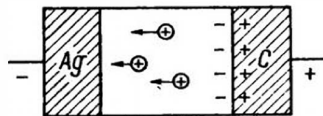


Рис. 14.6. Принцип устройства ионикса

для измерения переменного давления, и на его основе могут быть построены электрокинетические микрофоны, гидрофоны, вибromетры, т. е. приборы для измерения переменных перемещений (вибраций), акселерометры — приборы для измерения ускорений. Диапазон рабочих частот у подобных приборов может быть от 0,1 до 100 000 Гц.

Интересны электрохимические приборы для накопления электрического заряда, называемые *иониксами* или *ионисторами*. Они эквивалентны конденсаторам сверхбольшой емкости. Устройство ионикса схематично показано на рис. 14.6. Серебряный и угольный электроды разделены твердым электролитом, в качестве которого используется рубидий-йодид серебра  $RbAg_4I_5$  или сульфид-йодид серебра  $Ag_3SI$ . При пропускании тока на поверхности угольного электрода, являющегося анодом, образуется двойной электрический слой, аналогичный системе двух разноименных зарядов в конденсаторе. Удельная емкость у иониксов может достигать  $10 \text{ Ф/см}^3$ , т. е. на три порядка выше, чем у оксидных (электролитических) конденсаторов. Удельное сопротивление утечки у них очень велико (до  $10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{см}$ ). Поэтому иониксы могут сохранять заряд один-два года с уменьшением его всего лишь на 3–5%. Недостаток иониксов — очень низкое рабочее напряжение, не более 0,5 В. Кроме того, это инфранизочастотные приборы, так как уже при частоте 20 Гц их емкость уменьшается в 100 раз. Рабочие температуры у них от  $-60$  до  $+175^\circ\text{C}$ . Для более высоких напряжений иониксы соединяют последовательно. Например, для получения емкости 5 Ф при рабочем напряжении 5 В надо соединить последовательно 10 иониксов емкостью по 50 Ф. Такая батарея иониксов может использоваться как источник тока и давать, например,

ток 1 мА в течение 5000 с при снижении напряжения с 5 до 4 В.

Особую группу представляют *визуальные электрохимические индикаторы*. В простейшем случае они имеют два электрода в электролите, находящемся в небольшом стеклянном баллончике. Электролит применяют такой, чтобы он изменял свой цвет при подаче напряжения на электроды. Подаваемое напряжение может быть постоянным, или переменным, или импульсным. Важно, что оно может быть низким.

На основе таких индикаторов созданы матричные индикаторные панели. В них имеются две взаимно перпендикулярные системы электродов — каждая в виде параллельно расположенных металлических полос. Подача напряжения на ту или иную пару электродов (полос) вызывает изменение цвета электролита.

Основные достоинства электрохимических индикаторов: низкий уровень управляющих сигналов и малая потребляемая мощность (от сотен микроватт до сотен микроватт); большой динамический диапазон — до 80 дБ; большой срок службы — десятки тысяч часов; возможность работы на низких и инфранизких частотах. Существует много различных типов электрохимических индикаторов, работа которых основана на тех или иных физико-химических процессах в электролитах.

### 14.3. МОЛЕКУЛЯРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В последние годы много теоретических и экспериментальных работ проводится в области молекулярной электроники, которая ставит своей целью использование больших молекул в качестве элементов электронных схем. Следует отметить, что в настоящее время еще нет производства молекулярных электронных схем (за рубежом их называли *биочипами*), пригодных для практического использования. Первая статья о молекулярном выпрямителе появилась в США в 1974 г., а статьи о биочипах впервые опубликованы в 1982 г. Предполагают, что устройства с такими схемами будут разработаны в ближайшие

годы. Однако исследования по их созданию интенсивно ведут в передовых странах мира физики, химики, биологи, специалисты по электронной вычислительной технике, кибернетике и информатике.

В современных микроэлектронных устройствах линейные размеры элементов (диодов, транзисторов) составляют 0,1–1,0 мкм. А большие молекулы имеют размеры, во много раз меньшие, в среднем около 0,01 мкм. Поэтому переход к молекулярной электронике позволит резко повысить степень миниатюризации электронных устройств для хранения, передачи и преобразования информации.

У полупроводниковых микросхем число элементов на один кристалл не превышает  $10^8$ . Эти схемы, изготовленные по планарной технологии, могут иметь оперативную память в несколько мегабайт и обеспечивать скорость переработки информации до  $10^8$  операций в секунду. Однако в недалеком будущем потребуются большие степени миниатюризации и большие скорости переработки информации. Молекулярная микроэлектроника позволит в объеме 1 мм<sup>3</sup> размещать до  $10^{15}$  элементов. Это в  $10^6$  раз больше, чем плотность размещения нервных клеток в мозгу человека.

Теоретически доказано, что на 1 бит информации при температуре 300 К необходимо затратить не менее  $2 \times 10^{-21}$  Дж энергии (так называемый *предел Бриллюэна*). В современных ЭВМ затраты энергии во много раз больше. А в молекулярных устройствах можно приблизиться к пределу Бриллюэна.

Сверхминиатюрные молекулярные схемы могут быть вживлены в организм человека и будут улучшать некоторые функции нервной системы. Имплантированные в мозг человека молекулярные устройства помогут увеличить емкость памяти, т. е. добавить объем знаний, и исправить какие-то недостатки в работе мозга. На молекулярных схемах предполагается создать устройства искусственного интеллекта, которые будут осуществлять распознавание образов,

сложную логическую обработку информации и принятие решений.

Для молекулярных схем должны быть использованы большие молекулы, в частности белковые, которые по своим информационно-логическим свойствам значительно сложнее, нежели применяемые в современной микроэлектронике полупроводниковые элементы. Многие органические вещества, например полимеры, пленки, жидкие кристаллы, имеют довольно слабые межмолекулярные связи. В таких веществах молекулы сохраняют свои индивидуальные свойства. Поэтому для органических кристаллов характерно сочетание свойств отдельных молекул и свойств целого кристалла. В кристаллической решетке германия, кремния и некоторых других веществ очень сильная связь между атомами и эти атомы почти полностью утрачивают индивидуальные свойства. Органические кристаллы отличаются от традиционных неорганических полупроводников не только разнообразием свойств и способностью изменять эти свойства, а еще и тем, что их обработка не требует ядовитых веществ, в отличие от обработки обычных полупроводников, например кремния.

Исследования в области молекулярной электроники ведутся по двум направлениям. С одной стороны, пытаются разработать на базе органических молекул устройства, аналогичные по принципу работы и схемотехнике обычным полупроводниковым микросхемам, но более простые по технологии изготовления. При этом возможно улучшение эксплуатационных свойств и снижение стоимости изделий. Второе направление — это создание устройств, принципиально отличных от существующих микросхем по степени миниатюризации и скорости обработки информации. Это будут устройства совершенно нового типа.

Человеческий мозг имеет громадную информативную емкость и обладает способностью к сложной переработке информации. В клетках мозга происходят весьма сложные информационно-логические процессы. А в молекулярной электронике ведутся работы по созда-

нию теоретической и технологической базы для производства молекулярных агрегатов, выполняющих функции логических элементов, и для объединения таких элементов в системы переработки информации. Подобные системы могут быть принципиально новыми по структуре и действию, т. е. не копировать человеческий мозг. Кроме того, по сравнению с мозгом они могут иметь во много раз большую плотность размещения элементов и скорость передачи информации.

Одна из основных проблем в молекулярной электронике — это соединение молекулярных элементов между собой и с внешними устройствами. Схемотехника для молекулярных элементов пока еще детально не разработана. Имеются теоретические модели и проводятся экспериментальные исследования в этой области. В частности, установлено, что возможна передача информации за счет перехода вдоль цепочки молекул (от молекулы к молекуле) электронов или так называемых *солитонов* — единичных акустических волн, возникающих в каком-то месте и способных распространяться в том или ином веществе.

В настоящее время характерны три направления исследований в молекулярной электронике: 1) конструирование молекул и молекулярных ансамблей, способных хранить, передавать и перерабатывать информацию; 2) разработка новой молекулярной схемотехники; 3) создание технологии производства молекулярных микроэлектронных устройств.

Молекулярные электронные устройства могут быть цифровыми и аналоговыми. Возможен вариант цифрового устройства такой, в котором молекулы представляют собой логические элементы, а управление и передача информации осуществляются за счет оптического воздействия на молекулы. Оптические системы применяются и для связи входа и выхода молекулярного устройства с внешними электрическими цепями.

Для логических элементов необходима высокая надежность срабатывания при воздействии на них управляющего

сигнала. Под действием квантов излучения молекулы, играющие роль логических элементов, должны переходить из обычного (нормального) состояния в возбужденное или наоборот. Важно, чтобы в возбужденном состоянии логический элемент мог оставаться нужное время.

Простые молекулы сохраняют возбужденное состояние лишь малые доли секунды, после чего они самопроизвольно возвращаются в невозбужденное состояние. Сложные органические молекулы остаются в возбужденном состоянии десятки секунд. Чтобы обеспечить надежную работу элемента, управляющего воздействием должно безотказно переводить молекулу в нужное состояние. Для многих молекул это справедливо только при переводе в возбужденное состояние, а обратный перевод — либо самопроизвольный (спонтанный), либо плохо управляемый, что недопустимо.

Необходимо подобрать такие молекулы, которые имеют не менее двух, хорошо различимых устойчивых состояний с достаточно длительным временем жизни в этих состояниях. Эти молекулы должны быть хорошо управляемыми, т. е. позволять переводить их в любое из двух состояний и четко определять, в каком из этих состояний система находится.

Управление с помощью излучения может быть осуществлено так, что прямой переход достигается за счет воздействия видимого, а обратный — за счет воздействия ультрафиолетового излучения. Возможны и другие комбинации двух различных излучений. При управлении лазерным лучом с диаметром 1 мкм можно в молекулярной пленке получить плотность записи информации

до  $10^8$  бит/см<sup>2</sup> и даже более. Таким образом, один из вариантов молекулярного цифрового устройства может иметь тонкопленочный слой молекул, способных «запоминать» информацию, а для записи и считывания использовать лазерные лучи с различной длиной волны.

В аналоговых схемах должны использоваться большие белковые молекулы с множеством различных устойчивых состояний. Управление переходом между этими состояниями возможно различными методами, например оптическим возбуждением, воздействием электрических полей. Таким образом, активный элемент аналоговых схем — это молекула белка размером  $(3 \div 5) \cdot 10^{-3}$  мкм. На 1 см<sup>2</sup> пленки размещается до  $10^{12}$  таких молекул. Возможно осуществлять миллиарды переключений в секунду. На основе таких молекулярных пленок изготавливаются высокопроизводительные аналого-цифровые вычислительные устройства и аналоговые телевизионные устройства, используемые, например, в качестве глаз у роботов.

В создании таких устройств еще много трудностей. В частности, неясно, смогут ли устойчиво работать долгое время «нежные» белковые молекулы. Их устойчивость в основном определяется физическими условиями. Например, в живых организмах, физические условия в которых изменяются не очень сильно, белковые молекулы могут устойчиво работать несколько недель. Современная генная инженерия направлена, в частности, на повышение стойкости и длительности жизни белковых молекул. Можно предполагать, что первые пригодные для практического использования молекулярные электронные устройства будут разработаны в ближайшие годы.

## ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

## ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ПРИНЦИП УСТРОЙСТВА  
И РАБОТЫ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ15.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ,  
КЛАССИФИКАЦИЯ

Электровакуумными приборами (ЭВП) называют приборы, в которых рабочее пространство, изолированное газонепроницаемой оболочкой, имеет высокую степень разрежения или заполнено специальной средой (пары или газы) и действие которых основано на использовании электрических явлений в вакууме или газе.

Под вакуумом следует понимать состояние газа, в частности воздуха, при давлении ниже атмосферного. Если электроны движутся в пространстве свободно, не сталкиваясь с оставшимися после откачки газа молекулами, то говорят о *высоком вакууме*.

Электровакуумные приборы делятся на *электронные*, в которых течет чисто электронный ток в вакууме, и *ионные (газоразрядные)*, для которых характерен электрический разряд в газе (или парах). В электронных приборах ионизация практически отсутствует, а давление газа менее 100 мкПа (высокий вакуум). В ионных приборах давление  $133 \cdot 10^{-3}$  Па ( $10^{-3}$  мм рт. ст.) и выше. При этом значительная часть движущихся электронов сталкивается с молекулами газа и ионизирует их.

Есть еще группа *проводниковых (безразрядных) ЭВП*. К ним относятся лампы накаливания, стабилизаторы тока (бареттеры), вакуумные конденсаторы и др.

Особую группу ЭВП составляют *электронные лампы*, предназначенные для различных преобразований электри-

ческих величин. Эти лампы бывают *генераторными, усилительными, выпрямительными, частотно-преобразовательными, детекторными, измерительными* и др. Большинство их рассчитано на работу в непрерывном режиме. Выпускаются лампы и для *импульсного режима*. В них протекают кратковременные токи — электрические импульсы.

В зависимости от рабочих частот электронные лампы подразделяются на *низко-, высоко- и сверхвысокочастотные*.

Электронные лампы, имеющие два электрода — катод и анод, называются *диодами*. Диоды для выпрямления переменного тока в источниках питания называются *кенотронами*. Лампы, имеющие помимо катода и анода электроды в виде сеток, с общим числом электродов от трех до восьми, — это соответственно *триод, тетрод, пентод, гексод, гептод и октод*. При этом лампы с двумя и более сетками называются *многоэлектродными*. Если лампа содержит несколько систем электродов с независимыми потоками электронов, то ее называют *комбинированной* (двойной диод, двойной триод, триод — пентод, двойной диод — пентод и др.).

Основные ионные приборы — это *тиратроны, стабилизаторы, лампы со знаковой индикацией, ионные разрядники* и др.

Большую группу составляют *электронно-лучевые приборы*, к которым относятся *кинескопы* (приемные телевизионные трубки), *передающие телевизионные трубки, осциллографические и запоминающие трубки, электронно-оптические преобразователи изображений, электронно-лучевые переключатели, ин-*

дикаторные трубки радиолокационных и гидроакустических станций и др.

В группу фотоэлектронных приборов входят электровакуумные фотоэлементы (электронные и ионные) и фотоэлектронные умножители. К электроосветительным приборам следует отнести лампы накаливания, газоразрядные источники света и люминесцентные лампы.

Особое место занимают рентгеновские трубки, счетчики элементарных частиц и другие специальные приборы.

Электровакуумные приборы классифицируются еще по типу катода (накаленный или холодный), по материалу и устройству баллона (стеклянный, металлический, керамический, комбинированный), по роду охлаждения (естественное, или лучистое, и принудительное — воздушное, водяное, паровое).

## 15.2. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ДИОДА

Главное назначение диодов — выпрямление переменного тока. Иногда диоды применяются для генерации шумов, т. е. беспорядочно изменяющихся токов и напряжений, для ограничения электрических импульсов и т. д.

Диод имеет два электрода в стеклянном, металлическом или керамическом баллоне с вакуумом. Один электрод — это накаленный катод, служащий для эмиссии (испускания) электронов. Другой электрод — анод — принимает электроны, испускаемые катодом. Катод и анод вакуумного диода аналогичны эмиттеру и базе полупроводникового диода. Анод притягивает электроны, если он имеет положительный относительно катода потенциал. Между анодом и катодом образуется электрическое поле, которое при положительном потенциале анода является ускоряющим для электронов. Электроны, вылетающие из катода, под действием поля движутся к аноду.

Простейший катод делают в виде проволоки, которая накаливается током. Такие катоды называют катодами прямого или непосредственного накала. Большое распространение получил катод косвенного накала (подогревный). Это

металлический цилиндр, поверхность которого покрыта активным слоем, эмитирующим электроны. Внутри цилиндра находится подогреватель в виде проволоки, накаливаемой током. В наиболее распространенной цилиндрической конструкции диода (рис. 15.1) анод имеет форму цилиндра.

Цепи диода с катодом косвенного накала показаны на рис. 15.2. Основной является анодная цепь (цепь анода). В нее входят анодный источник  $E_a$  и пространство между анодом и катодом.

Все электроны, вылетающие из катода, образуют ток эмиссии

$$I_e = Nq, \quad (15.1)$$

где  $N$  — число электронов, вылетающих за 1 с;  $q$  — заряд электрона.

Между анодом и катодом образуется отрицательный заряд, называемый объемным или пространственным и препятствующий движению электронов к аноду. При недостаточном положительном потенциале анода не все электроны могут преодолеть действие объемного заряда и часть их возвращается на катод.

Электроны, ушедшие с катода безвозвратно, определяют катодный ток (ток катода), обозначаемый  $I_k$  или  $i_k$ :

$$i_k = nq < I_e, \quad (15.2)$$

где  $n$  — число электронов, ушедших за 1 с с катода и не возвратившихся.

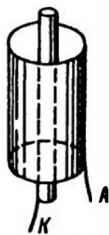


Рис. 15.1

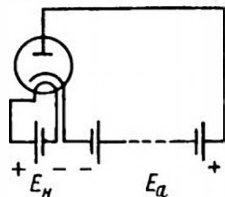


Рис. 15.2

Рис. 15.1. Цилиндрическая конструкция электродов диода

Рис. 15.2. Цепи диода с катодом косвенного накала



Чем выше потенциал анода, тем больше электронов преодолевает объемный заряд и уходит к аноду, т. е. тем больше катодный ток.

Поток электронов, летящих от катода к аноду и попадающих на анод, называют *анодным током (током анода)*. Он протекает в анодной цепи и обозначается  $I_a$  или  $i_a$ . В диоде катодный и анодный токи равны друг другу:

$$i_a = i_k. \quad (15.3)$$

Анодный ток является главным током электронной лампы. Электроны этого тока движутся внутри лампы от катода к аноду, а вне лампы — от анода к плюсу анодного источника, затем внутри него и от минуса источника к катоду лампы.

При изменении положительного потенциала анода изменяется катодный ток и равный ему анодный ток. В этом заключается *электростатический принцип управления* анодным током.

Если потенциал анода отрицателен по отношению к катоду, то поле между анодом и катодом тормозит электроны, вылетающие из катода, и возвращает их на катод. В этом случае катодный и анодный токи равны нулю.

Основное свойство диода — способность проводить ток в одном направлении. Электроны могут двигаться только от накаливаемого катода к аноду, имеющему положительный потенциал. Если же на аноде отрицательный относительно катода потенциал, то диод *заперт*, т. е. он размыкает цепь. Такой анод отталкивает электроны, а сам он не накален и не испускает электронов. Диод обладает *односторонней проводимостью* и подобно полупроводниковому диоду может выпрямлять переменный ток. В отличие от полупроводникового диода в вакуумном при обратном напряжении обратный ток практически отсутствует.

Анодный ток составляет доли миллиампера в самых маломощных диодах, применяемых в радиоприемниках или измерительной аппаратуре. В более мощных диодах (кенотронах), работающих в выпрямительных установках для питания аппаратуры, анодный ток достигает сотен миллиампер и более.

Разность потенциалов между анодом и катодом называют *анодным напряжением (напряжением анода)* и обозначают  $U_a$  или  $u_a$ .

В практических схемах, когда в анодную цепь включена нагрузка, на которой падает часть напряжения анодного источника, анодное напряжение меньше  $E_a$ . Нередко возникает ошибка от того, что напряжение анодного источника  $E_a$  неправильно называют анодным напряжением. Но они равны только в том случае, когда зажимы анодного источника непосредственно присоединены к аноду и катоду лампы (см. рис. 15.2). Положительное анодное напряжение у маломощных диодов составляет доли вольта или единицы вольт. У кенотронов средней мощности оно достигает десятков вольт, а у мощных кенотронов сотен вольт и более.

Условились принимать потенциал катода за нулевой, так как от катода электроны начинают свое движение. Потенциал любого электрода определяют относительно катода. У катода прямого накала за точку нулевого потенциала принимают минус источника накала.

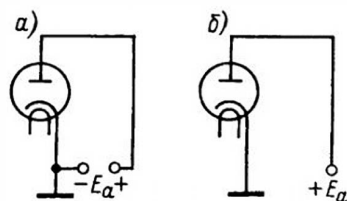


Рис. 15.3. Упрощенные схемы с диодами

Второй цепью диода является *цепь накала*. Она состоит из источника  $E_n$  и подогревателя (или катода прямого накала). Ток накала обозначают  $I_n$ , а напряжение накала, т. е. напряжение между выводами подогревателя (или катода прямого накала), обозначают  $U_n$ . Напряжение накала всегда низкое — единицы, реже десятки вольт. Ток накала у маломощных ламп составляет десятки миллиампер, а у мощных — до десятков и даже сотен ампер. Во многих схемах вывод катода соединяют с корпусом (рис. 15.3, а, б) аппаратуры.

### 15.3. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ТРИОДА

Триоды имеют третий электрод — *управляющую сетку*, называемую обычно просто *сеткой* и расположенную между анодом и катодом. Она служит для электростатического управления анодным током. Если изменить потенциал сетки, то изменяется электрическое поле и вследствие этого изменяется катодный ток лампы.

Катод и анод у триодов такие же, как у диодов. Сетка в большинстве ламп выполняется из проволоки. Катод, сетка и анод электровакуумного триода аналогичны соответственно эмиттеру, базе и коллектору биполярного транзистора или истоку, затвору и стоку полевого транзистора.

Все, что относится к сетке, обозначается символами с индексом  $g$  (от английского слова *grid* — сетка).

Триод имеет цепи накала и анода, подобные таким же цепям диода, и цепь сетки (рис. 15.4), состоящую из промежуточного катода — сетки внутри лампы и источника сеточного напряжения  $E_g$ . В практических схемах в цепь сетки включают еще и другие элементы.

Разность потенциалов между сеткой и катодом называется *сеточным напряжением* (*напряжением сетки*) и обозначается  $U_g$  или  $u_g$ . При положительном напряжении сетки часть электронов попадает на сетку и в ее цепи возникает *сеточный ток* (*ток сетки*), обозначаемый  $I_g$  или  $i_g$ . Часть триода, состоящая из катода, сетки и пространства между ними, подобна диоду.

Основной и полезный ток в триоде — анодный. Он аналогичен коллекторному току биполярного транзистора или току

стока полевого транзистора. Сеточный ток; аналогичный току базы транзистора, бесполезен и даже вреден. Во многих случаях сеточный ток уничтожают. Для этого напряжение сетки должно быть отрицательным. Тогда сетка отталкивает электроны. Возможность уничтожения вредного сеточного тока существенно отличает триод от биполярного транзистора, который всегда работает с током базы.

В проводе катода протекает суммарный ток, который называется *катодным током*:

$$i_k = i_a + i_g. \quad (15.4)$$

Катодный ток аналогичен эмиттерному току биполярного транзистора или току истока полевого транзистора. В триоде катодный и анодный токи равны только при  $u_g < 0$ , так как в этом случае  $i_g = 0$ .

Подобно диодам триоды обладают односторонней проводимостью. Но для выпрямления переменного тока их применять нет смысла, так как диоды проще по конструкции. Возможность управления анодным током с помощью сетки определяет основное назначение триодов — *усиление электрических колебаний*. Триоды применяются также для *генерации электрических колебаний различной частоты*.

### 15.4. ЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

Основным электродом каждого электровакуумного прибора является катод, эмитирующий электроны.

*Электронной эмиссией называют процесс выхода электронов из твердых или жидких тел в вакуум или газ.* Чтобы вызвать электронную эмиссию, надо сообщить электронам добавочную энергию, которую называют *работой выхода*. Она различна для разных металлов и составляет несколько электрон-вольт. У металлов, имеющих большие по сравнению с другими межатомные расстояния, работа выхода меньше. К ним относятся щелочные и щелочноземельные металлы, например цезий, барий, кальций.

Если на поверхности основного металла расположены атомы веществ, от-

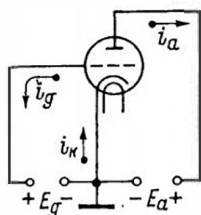


Рис. 15.4. Токи в цепях триода

дающие электроны данному металлу, то наблюдается усиление эмиссии. Такие вещества называются *активирующими*. Можно также уменьшить работу выхода путем покрытия поверхности металла слоем оксида щелочных и щелочноземельных металлов.

Рассмотрим основные виды электронно-эмиссии.

*Термоэлектронная эмиссия* обусловлена нагревом тела, эмитирующего электроны, и широко используется в электронных приборах. С повышением температуры энергия электронов проводимости в проводнике или полупроводнике растет и может оказаться достаточной для совершения работы выхода. Если вылетевшие электроны не отводятся ускоряющим полем от эмитирующей поверхности, то около нее образуется скопление электронов («электронное облачко»). В нем энергии электронов различны и средняя энергия обычно составляет десятые доли электрон-вольта.

«Электронное облачко» находится в динамическом равновесии. Новые электроны вылетают из нагретого тела, а ранее вылетевшие падают обратно. Это явление напоминает испарение жидкости в замкнутом сосуде. Насыщенный пар над такой жидкостью находится в динамическом равновесии: одни молекулы возвращаются в жидкость, а другие, получившие при нагреве достаточную энергию, вылетают из жидкости.

В приборах с накаливаемым активированным катодом (например, оксидным) наблюдается значительное усиление термоэлектронной эмиссии под влиянием внешнего ускоряющего поля (*эффект Шотки*). Если бы катод не был накален, то эмиссия отсутствовала бы. А при высокой температуре и наличии внешнего ускоряющего поля вылетает дополнительно много электронов, которые при отсутствии поля не могли бы выйти. При кратковременном действии сильного поля выход электронов из накаливаемых оксидных и других активированных катодов очень велик. Такая эмиссия в виде кратковременных импульсов тока используется в некоторых электронных и ионных приборах.

*Электростатическая (или автоэлектронная) эмиссия* представляет собой вырывание электронов сильным электрическим полем. Эту эмиссию иногда называют «холодной», что неудачно, так как все виды эмиссии, кроме термоэлектронной, можно причислить к «холодным».

Выход электронов при нормальной (комнатной) температуре происходит с помощью электрических полей напряженностью не менее  $10^5$  В/см.

Электростатическая эмиссия значительно усиливается при шероховатой поверхности, что объясняется концентрацией поля у микроскопических выступов этой поверхности. При наличии активирующих, особенно оксидных, покрытий электростатическая эмиссия также усиливается. Помимо уменьшения работы выхода, свойственного оксидному слою, здесь играет роль проникновение внешнего поля в полупроводниковый оксидный слой и шероховатость поверхности оксида.

*Вторичная электронная эмиссия* обусловлена ударами электронов о поверхность тела. При этом ударяющие электроны называются *первичными*. Они проникают в поверхностный слой и отдают свою энергию электронам данного вещества. Некоторые из последних, получив значительную энергию, могут выйти из тела. Такие электроны называются *вторичными*. Вторичная эмиссия обычно возникает при энергии первичных электронов 10–15 эВ и выше. Если энергия первичного электрона достаточно велика, то он может выбить несколько вторичных электронов.

Вторичная эмиссия характеризуется *коэффициентом вторичной эмиссии*  $\sigma$ , который равен отношению числа вторичных электронов  $n_2$  к числу первичных  $n_1$ :

$$\sigma = n_2/n_1. \quad (15.5)$$

Коэффициент  $\sigma$  зависит от вещества тела, структуры его поверхности, энергии первичных электронов, угла их падения и некоторых других факторов. Для чистых металлов максимальное значение  $\sigma$  бывает в пределах 0,5–1,8. При наличии активирующих покрытий  $\sigma$  дости-

гает 10 и более. Для интенсивной вторичной эмиссии применяют сплавы магния с серебром, алюминия с медью, бериллия с медью и др. У них коэффициент  $\sigma$  может быть в пределах 2–12 и больше, причем эмиссия более устойчива, нежели у других веществ. Вторичная эмиссия наблюдается также у полупроводников и диэлектриков.

На рис. 15.5 дана зависимость коэффициента  $\sigma$  от энергии первичных электронов  $W_1$ . При  $W_1 < 10 \div 15$  эВ вторичной эмиссии нет. Затем она с ростом  $W_1$  усиливается, доходя до максимума, после чего ослабевает. Кривая 1 — зависимость для чистого металла, а кривая 2 — для металла с активирующим покрытием. Максимум вторичной эмиссии достигается обычно при энергии  $W_1$  в сотни электрон-вольт. Снижение  $\sigma$  при более высоких значениях  $W_1$  объясняется тем, что первичные электроны проникают более глубоко и передают энергию электронам, находящимся дальше от поверхности. Последние передают полученную энергию другим электронам и не могут дойти до поверхности. Подобно этому камень, падающий в воду с небольшой скоростью, вызывает сильное разбрызгивание воды; тот же камень при большой скорости быстро входит в воду, не создавая брызг.

Вторичные электроны вылетают в различных направлениях и с различными энергиями. Если они не отводятся ускоряющим полем, то образуют около поверхности тела объемный заряд («электронное облачко»). Энергии большинства вторичных электронов значительно выше, нежели энергии термоэлектронов.

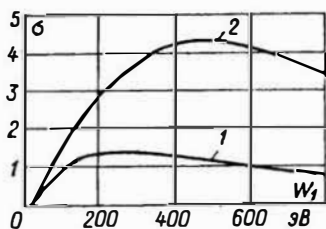


Рис. 15.5. Зависимость коэффициента вторичной эмиссии от энергии первичных электронов

Использование вторичной эмиссии много лет затруднялось тем, что не обеспечивалась ее устойчивость. В дальнейшем были изготовлены устойчиво работающие вторично-электронные катоды из сплавов металлов и стало возможным создание более совершенных электровакуумных приборов со вторичной эмиссией.

Электронная эмиссия под ударами тяжелых частиц имеет сходство со вторичной эмиссией. В большинстве случаев испускание электронов происходит от бомбардировки тела ионами. Для характеристики такой эмиссии служит коэффициент выбивания электронов  $\delta$ , равный отношению числа выбитых электронов  $n_e$  к числу ударивших ионов  $n_i$ :

$$\delta = n_e/n_i. \quad (15.6)$$

Значение  $\delta$  зависит от вещества бомбардируемого тела, от массы и энергии бомбардирующих ионов, состояния поверхности, наличия или отсутствия на ней активирующих покрытий, угла падения ионов и других факторов. Обычно коэффициент  $\delta$  значительно меньше единицы, но для полупроводниковых и тонких диэлектрических слоев наблюдаются значения  $\delta > 1$ . Наименьшая энергия ионов, необходимая для выбивания электронов, составляет десятки электрон-вольт. При наличии активирующих покрытий коэффициент  $\delta$  возрастает. Энергии большинства выбитых электронов 1–3 эВ.

Фотоэлектронная эмиссия, т. е. эмиссия электронов под действием излучения, рассматривается в гл. 22.

## 15.5. ТЕРМОЭЛЕКТРОННЫЕ КАТОДЫ

Термоэлектронный катод должен быть долговечным и обеспечивать устойчивую (стабильную) эмиссию при возможно меньших затратах энергии на накал. Поверхность катода не должна разрушаться от ионной бомбардировки. Даже в высоком вакууме имеется некоторое число положительных ионов. Они ускоренно летят к катоду. Чем выше

анодное напряжение, тем с большей силой ионы ударяют в катод.

Экономичность катода характеризуется его *эффективностью*. Она показывает, какой ток эмиссии можно получить на 1 Вт мощности накала. У современных катодов в режиме непрерывной работы эффективность может быть от единиц до сотен миллиампер на ватт.

Рабочая температура у разных катодов примерно от 700 до 2300 °C. *Долговечность* катода определяется сроком, по истечении которого выход электронов уменьшается на 10 %. Катоды имеют долговечность от сотен до десятков тысяч часов.

При увеличении рабочей температуры повышается эффективность, и поэтому для усиления эмиссии иногда несколько повышают накал, но при этом сокращается долговечность.

*Простые катоды*, т. е. катоды из чистых металлов, делаются почти исключительно из вольфрама (редко из тантала) и имеют прямой накал. Рабочая температура вольфрамовых катодов 2100—2300 °C, что соответствует накалу до светло-желтого или белого цвета. Долговечность этих катодов определяется ослаблением эмиссии из-за уменьшения толщины катода вследствие распыления вольфрама.

Достоинство вольфрамового катода — устойчивость эмиссии. После временного перекала она не уменьшается. Стойкость вольфрамового катода к ионной бомбардировке делает его особенно пригодным для мощных ламп, работающих с высокими анодными напряжениями. Катоды из вольфрама применяются также в специальных электрометрических лампах, в которых важна стабильность эмиссии. Основным недостатком вольфрамового катода — низкая эффективность (единицы миллиампер на ватт). Вследствие высокой температуры интенсивно испускаются тепловые и световые лучи, на что бесполезно расходуется почти вся мощность накала.

У многих типов *сложных катодов* на поверхность чистого металла наносится активирующий слой, который обеспечивает интенсивную эмиссию при

сравнительно невысоких температурах.

Достоинство сложных катодов — экономичность. Они обладают эффективностью до десятков и даже сотен миллиампер на ватт. Рабочая температура у некоторых катодов составляет 700 °C. Долговечность достигает тысяч и десятков тысяч часов. К концу этого срока снижается выход электронов из-за уменьшения количества активирующих примесей (например, за счет их испарения). Некоторые сложные катоды обеспечивают сверхвысокую эмиссию в импульсном режиме, т. е. в течение коротких (единицы микросекунд) промежутков времени, разделенных значительно более длительными паузами.

Основной недостаток сложных катодов — невысокая устойчивость эмиссии. Выход электронов снижается от временного перекала, что объясняется испарением активирующих веществ при повышенной температуре. Кроме того, сложные катоды разрушаются от ионной бомбардировки, поэтому в лампах важно поддерживать высокий вакуум. Это достигается применением специального *газопоглотителя (геттера)*.

Сложные катоды могут быть *пленочными* или *полупроводниковыми*. К первым относится, например, *торированный карбидированный катод*. Он представляет собой вольфрамовую проволочку с пленкой тория и с примесью углерода. Активный слой этих катодов трудно разрушить ионной бомбардировкой. Их применяют при анодных напряжениях до 15 кВ.

К полупроводниковым относится *оксидный катод*. В нем на основание из никеля или вольфрама наносится смесь оксидов щелочноземельных металлов — бария, кальция и стронция. У оксидного катода электронная эмиссия происходит главным образом из атомов бария. Перекал катода усиливает испарение бария и снижает выход электронов. Долговечность оксидного катода определяется тем, что оксидный слой постепенно обедняется атомами бария. Для хорошей работы оксидного катода очень важен высокий вакуум, так как оксидный слой разрушается от ионной бомбардировки. Во избежание чрезмерной ионной бом-

бардировки нельзя допускать слишком высокое анодное напряжение при работе катода в непрерывном режиме.

Для оксидного катода опасен не только перекал, но и недокал, при котором могут возникнуть очаги перегрева. Катод прямого накала при этом нередко «перегорает», т. е. вблизи одного из очагов перегрева основной металл катода плавится. Это явление объясняется следующими особенностями:

1. У оксидного слоя, как и у всех полупроводников, при повышении температуры сопротивление уменьшается.

2. Вследствие большого сопротивления оксидного слоя его нагрев катодным током соизмерим с нагревом от тока накала.

3. Различные участки оксидного слоя неодинаковы по сопротивлению и эмиссионной способности. Катодный ток распределяется так, что на участки с меньшим сопротивлением и большей эмиссионной способностью идут большие токи. На этих участках нагрев усиливается, уменьшается сопротивление, увеличивается выход электронов и происходит дальнейшее возрастание тока. Такое явление наблюдается при недокале, если катодный ток велик. Возникновению очагов перегрева также способствует ионная бомбардировка катода.

При нормальном режиме накала и без перегрузки катодным током оксидный катод обладает большой долговечностью. Его широко используют в приемно-усилительных и генераторных лампах малой и средней мощности, в электронно-лучевых трубках, в лампах

для импульсной работы и многих других приборах.

В импульсном режиме эмиссия оксидного катода может быть во много раз сильнее, нежели в режиме непрерывной работы. Она происходит под действием сильного внешнего электрического поля, т. е. представляет собой сочетание электростатической эмиссии с термоэлектронной. Однако с течением времени такая эмиссия быстро ослабевает (рис. 15.6). Говорят, не совсем удачно, что сверхвысокая эмиссия «отравляет»<sup>1</sup> оксидный катод. «Отравление» прекращается, если катод «отдохнет». Тогда он восстанавливает свою эмиссионную способность и может снова дать на короткое время большой выход электронов. Это объясняется тем, что в оксидном слое должно накопиться достаточное число электронов. Длительность импульсов эмиссионного тока обычно не более 20 мкс.

Оксидный катод в импульсном режиме имеет эффективность до  $10^4$  мА/Вт. Импульсы катодного тока могут достигать единиц и даже десятков ампер. При коротких импульсах катод почти не подвергается ионной бомбардировке, и поэтому допустимо анодное напряжение 10–20 кВ.

Помимо оксидных катодов в последнее время применяются сложные катоды новых типов: ториево-оксидные, синтеризованные (губчатые) и др.

Катоды прямого накала представляют собой проволоку или ленту. Достоинство таких катодов — простота устройства и возможность их изготовления для самых маломощных ламп на ток накала 10 мА и меньше.

Катод в виде тонкой проволоки после включения накала быстро разогревается (за время менее 1 с), что весьма удобно. Недостаток этих катодов — паразитные пульсации анодного тока при питании цепи накала переменным током. Если, например, ток накала имеет частоту 50 Гц, то в анодном токе будут пуль-

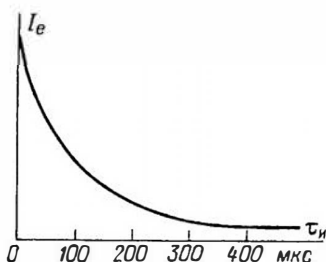


Рис. 15.6. Зависимость эмиссии оксидного катода от длительности импульса анодного тока

<sup>1</sup> Правильнее говорить об «истощении» или «утомлении» катода.

сации с частотой 50, 100, 150 Гц и т. д. Они создают помехи, искажая и заглушая полезный сигнал. При слуховом приеме эти пульсации проявляют себя характерным гудением — *фоном переменного тока*. Имеются две основные причины таких вредных пульсаций.

Во-первых, у тонких катодов возникают пульсации температуры, так как масса и теплоемкость этих катодов малы. Когда ток достигает амплитудного значения, температура наивысшая, а при переходе тока через нуль температура наиболее низкая (рис. 15.7). Частота пульсаций температуры равна удвоенной частоте тока накала. С такой же частотой пульсирует эмиссия и анодный ток.

Вторая причина фона переменного тока — *неэквипотенциальность поверхности* катода. Разные точки поверхности катода прямого накала имеют разные потенциалы, и анодное напряжение для этих точек различно. Поэтому при питании катода переменным током анодное напряжение пульсирует с частотой тока накала.

Недостаток ламп с тонкими катодами прямого накала — так называемый *микрофонный эффект*. Он состоит в том, что внешние толчки вызывают вибрацию катода. Это приводит к пульсациям анодного тока. За счет микрофонного эффекта нередко возникает *акустическая генерация*. В этом случае звуковые волны от громкоговорителя вызывают механические колебания лампы и соответственно колебания анодного тока, которые после усиления попадают в громкоговоритель. Возникшие звуковые волны снова воздействуют на лампу. Происхо-

дит генерация незатухающих звуковых колебаний, заглушающих полезный сигнал.

Широко применяются катоды косвенного накала (подогревные). Обычно такой катод представляет собой никелевый цилиндр с оксидным поверхностным слоем. Внутри вставлен вольфрамовый подогреватель (рис. 15.8). Для изоляции от катода подогреватель покрывается керамической массой из оксида алюминия — алундом.

Главное достоинство этих катодов — отсутствие вредных пульсаций анодного тока при питании цепи накала переменным током. Колебаний температуры практически нет, так как масса, а следовательно, и теплоемкость у подогревных катодов значительно больше, нежели у катодов прямого накала. Катод косвенного накала обладает большой тепловой инерцией. От момента включения (выключения) тока накала до полного разогрева (остывания) катода нужны десятки секунд. За четверть периода (0,005 с при частоте 50 Гц) температура катода не успевает заметно измениться и эмиссия не пульсирует.

Поверхность катода косвенного накала является *эквипотенциальной*. Вдоль катода нет падения напряжения от тока накала. Анодное напряжение для всех точек поверхности катода одно и то же и не пульсирует при колебаниях напряжения накала.

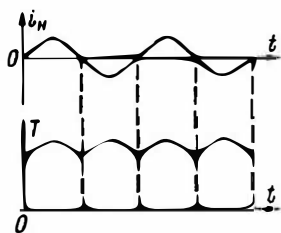


Рис. 15.7. Пульсации температуры катода прямого накала при питании переменным током

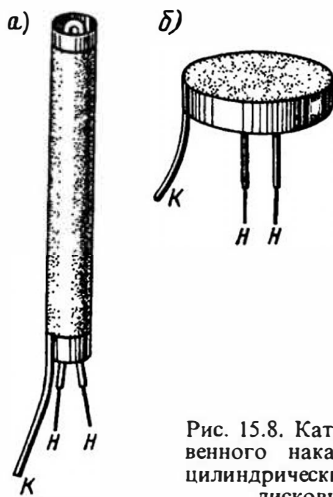


Рис. 15.8. Катоды косвенного накала: а — цилиндрический; б — дискосый

Достоинство ламп с катодами косвенного накала, кроме того, — ослабление микрофонного эффекта. Масса катода сравнительно велика, и его трудно привести в состояние колебаний.

По сравнению с катодами прямого накала катоды косвенного накала сложнее, и их трудно сконструировать на очень малые токи. Поэтому они менее пригодны для маломощных экономичных ламп, рассчитанных на питание от батарей.

В аппаратуре (например, для двусторонней связи), которая работает с перерывами и после очередного включения должна сразу же действовать, приходится лампы с катодами косвенного накала держать все время под накалом. Это приводит к лишним затратам энергии и сокращению срока службы ламп. В переносных радиостанциях с батарейным питанием применение ламп с катодом косвенного накала неудобно. Для экономии энергии источников питания в этом случае надо выключать накал ламп приемника при работе передатчика и наоборот. Но тогда после включения накала надо ждать 10—20 с, пока не разогреются катоды, что значительно замедляет связь.

Накаленная алундовая изоляция между катодом и подогревателем не выдерживает высоких напряжений. Предельное напряжение между катодом и подогревателем составляет обычно 100 В и лишь для некоторых ламп 200—300 В. В ряде схем катод и подогреватель имеют весьма различные потенциалы. Если их разность превысит предельное напряжение, то может произойти пробой изоляции катод — подогреватель и лампа выйдет из строя. Опасность пробоя исчезает, если катод соединен с одним из выводов подогревателя.

## 15.6. ОСОБЕННОСТИ УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

Анод лампы принимает на себя поток электронов. Происходит электронная бомбардировка анода, от которой он

нагревается. Кроме того, анод нагревается от теплового излучения катода. В установившемся режиме количество теплоты, выделяющееся на аноде, равно количеству теплоты, отводимому от анода.

Важно, чтобы анод не нагревался выше предельной температуры. При перегреве из анода могут выделяться газы, и тогда ухудшается вакуум. Возможно даже расплавление анода от чрезмерного перегрева. Кроме того, раскаленный анод испускает тепловые лучи, которые могут вызвать перегрев катода.

У ламп малой мощности и большинства ламп средней мощности анод имеет лучшее охлаждение. Теплота отводится излучением анода. Для усиления теплового излучения увеличивают площадь поверхности анода (часто снабжают ребрами) и делают ее черной или матовой. В лампах средней и большой мощности иногда применяется принудительное охлаждение потоком воздуха. Вывод анода снабжается радиатором, который обдувается вентилятором. У ламп большой мощности применяется также принудительное охлаждение анода проточной водой.

Различные конструкции сеток (цилиндрическая, плоская и др.) показаны на рис. 15.9.

Работа ламп ухудшается, если сетка, нагреваясь от накаленного катода, начинает испускать термоэлектроны. Для устранения этого явления проводники сетки покрывают слоем металла с большой работой выхода, например золота.

Чтобы эффективно управлять электронным потоком, сетку располагают очень близко к катоду.

Вакуум в лампах необходим прежде всего потому, что накаленный катод при наличии воздуха сгорит. Кроме того, молекулы газов не должны мешать свободному полету электронов. Высокий вакуум в лампах характеризуется давлением менее 100 мкПа. Если вакуум недостаточный, то летящие электроны ударяют в молекулы газов и превращают их в положительные ионы, которые бомбардируют и разрушают катод. Ионизация газов увеличивает также инерционность и нестабильность



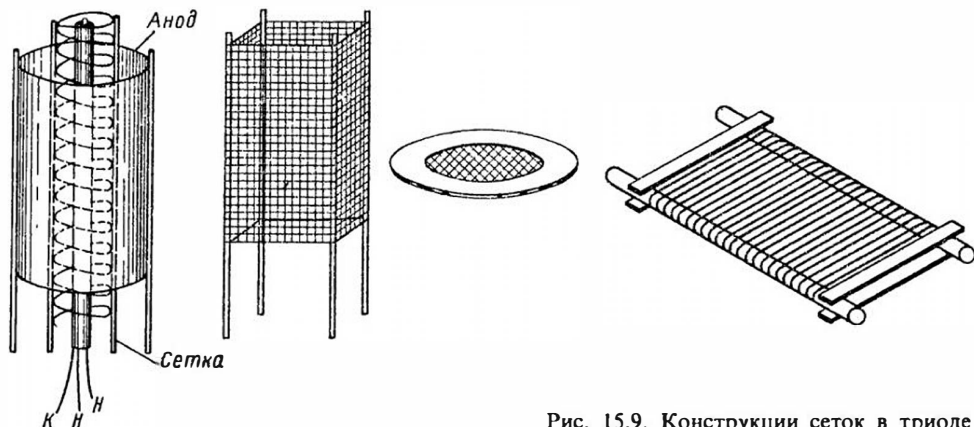


Рис. 15.9. Конструкции сеток в триоде

работы лампы и создает дополнительные шумы<sup>1</sup>.

Предварительную откачку воздуха производят форвакуумными насосами, затем продолжают высоковакуумными насосами. Кроме того, обезгаживают электроды путем нагрева их до красного каления. Лампу помещают в переменное магнитное поле, индуцирующее в электродах вихревые токи, которые разогревают металл.

Для улучшения вакуума в лампу помещают газопоглотитель (геттер), например кусочек магния или бария. При разогреве лампы указанным выше индукционным способом газопоглотитель испаряется и после охлаждения оседает на стекле баллона, покрывая его зеркальным слоем (магний) или коричневаточерным (барий). Этот слой поглощает газы, которые могут выделиться из электродов в процессе работы лампы.

Размеры баллона лампы зависят от ее мощности. Чтобы температура баллона не стала недопустимо высокой, увеличивают площадь его поверхности. Наиболее часто применяют стеклянные баллоны, но у керамических значительно выше термостойкость и механическая прочность.

Металлические (стальные) баллоны имеют большую прочность и обеспечивают хорошее экранирование лампы

от внешних электрических и магнитных полей. Но они сильно нагреваются, и это приводит к перегреву электродов.

В последние годы выпуск ламп с металлическими баллонами прекращен.

В лампах старого типа электроды укреплены на стеклянной ножке в виде трубки, сплюсненной на одном конце (рис. 15.10, а). В эту ножку впаяны проволоочки из металла, имеющего одинаковый со стеклом температурный коэффициент расширения. Концы выводных проволоочек приварены к проводникам, идущим к контактным штырькам цоколя.

Держатели электродов крепятся в слюдяных или керамических пластинах — изоляторах, благодаря чему фиксируется расстояние между электродами (рис. 15.10, б).

У ламп пальчиковой серии и ряда других электроды монтируются на плоской ножке, представляющей собой утолщенное стеклянное основание баллона. В ножку впаяны проводники (рис. 15.10, в), которые снаружи выполняют роль контактных штырьков, а внутри лампы являются держателями электродов. Катод прямого накала обычно натягивается с помощью пружинки (рис. 15.10, г), чтобы он не провисал при удлинении от нагрева.

В лампах имеются еще некоторые вспомогательные детали. К ним относятся держатели для геттера, электростатические экраны, устраняющие емкостные токи между отдельными частями

<sup>1</sup> В ионных приборах ионизация является полезным процессом.

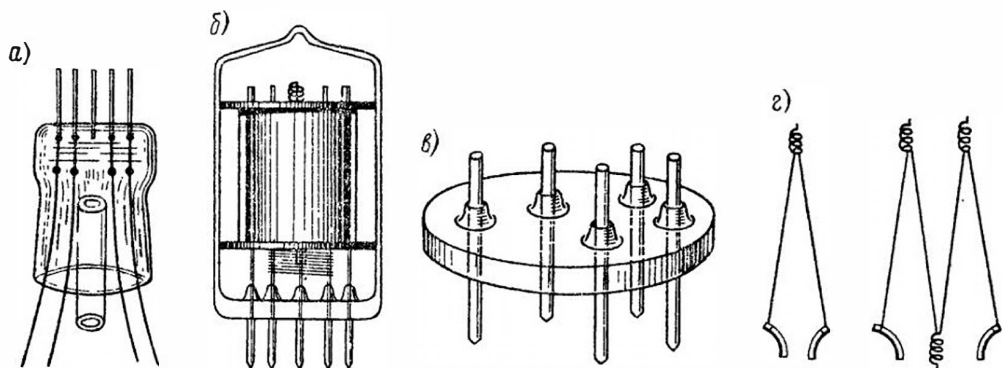


Рис. 15.10. Крепление электродов и их выводов в стеклянных лампах

ми лампы или защищающие лампы от воздействия внешних электрических полей.

Особое внимание уделяется точности сборки и прочности крепления электродов. Но все же существует разброс электрических свойств между отдельными экземплярами ламп данного типа. Он объясняется неоднородностью деталей, их случайными деформациями при сборке, неточностью сборки, неодинаковостью эмиссии катодов у различных экземпляров ламп и другими причинами.

Система выводов от электродов, служащая для подключения лампы к схеме, называется *цоколевкой лампы*. Стеклянные лампы с цоколем имеют восемь штырьков, расположенных в вершинах правильного восьмиугольника (рис. 15.11, а). В центре цоколя находится ключ, т. е. более длинный штырек с выступом, обеспечивающий правильную установку лампы. Штырьки принято нумеровать по часовой стрелке от выступа на ключе. Электростатический экран, имеющийся внутри некоторых ламп, соединен с одним из штырьков. У различных ламп электроды соединяются с разными штырьками. Схемы цоколевки приводятся в справочниках.

При анодных напряжениях в сотни вольт все электроды имеют выводы на цоколь. А у ламп на напряжения в

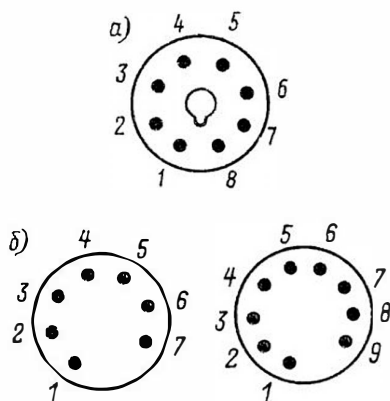


Рис. 15.11. Цоколевка ламп

тысячи вольт вывод анода часто находится наверху баллона.

Выводы электродов у пальчиковых ламп сделаны в виде семи, или девяти, или десяти заостренных проводников, впаянных в плоскую ножку и расположенных соответственно в вершинах правильного многоугольника (рис. 15.11, б). Сверхминиатюрные бесцокольные лампы имеют выводы от электродов в виде проволоочек. У мощных ламп выводы от электродов часто делают в разных местах баллона и на удалении друг от друга, так как напряжения между этими выводами могут быть значительными.

# ДВУХЭЛЕКТРОДНЫЕ ЛАМПЫ

## 16.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ

Рассмотрим диод с плоскими электродами. Анодное напряжение создает между анодом и катодом электрическое поле. Если нет электронной эмиссии катода, то поле будет однородным. Когда катод испускает большое число электронов, то они в пространстве анод — катод создают отрицательный объемный (пространственный) заряд, препятствующий движению электронов к аноду. Наиболее плотный объемный заряд («электронное облачко») вблизи катода (рис. 16.1). За счет объемного заряда электрическое поле становится неоднородным.

Возможны два основных режима работы диода. Если поле на всем протяжении от катода до анода ускоряющее, то любой электрон, вылетевший из катода, ускоренно движется на анод. Ни один электрон не возвращается на катод, и анодный ток будет наибольшим, равным току эмиссии. Это *режим насыщения*. Ему соответствует анодный ток насыщения

$$I_s = I_e. \quad (16.1)$$

Второй — *режим объемного заряда* (точнее, режим ограничения анодного тока объемным зарядом), когда вблизи катода поле является тормозящим. Тогда электроны, имеющие малую начальную скорость, не могут преодолеть тормозящее поле и возвращаются на катод. Электроны с большей начальной скоростью не теряют полностью свою

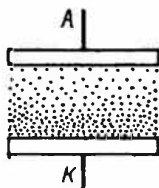


Рис. 16.1. Объемный электронный заряд в диоде

энергию в тормозящем поле и летят к аноду.

В этом режиме анодный ток меньше тока эмиссии:

$$i_a < I_e. \quad (16.2)$$

Наглядное представление о процессах в диоде дают потенциальные диаграммы, показывающие распределение потенциала в пространстве анод — катод (рис. 16.2). По горизонтальной оси откладывают расстояние от катода, а по вертикальной — потенциал, причем положительный принято откладывать вниз. Потенциал катода принимается за нулевой.

Когда катод не накален, то объемный заряд отсутствует и поле однородно. Потенциал растет пропорционально расстоянию от данной точки до катода (прямая 1). Если же катод накален, то существует объемный отрицательный заряд, и тогда потенциалы всех точек понизятся, за исключением потенциалов катода и анода, так как анодное напряжение задается внешним источником. Линия распределения потенциала прогнется вверх (кривая 2). Когда объемный заряд небольшой, то во всех точках потенциал остается положительным (кривая 2 находится ниже гори-

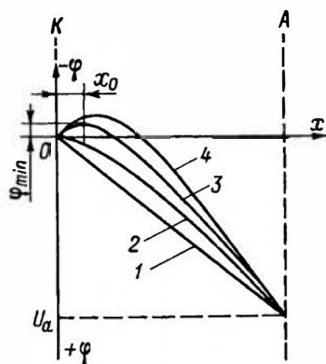


Рис. 16.2. Потенциальные диаграммы диода при постоянном анодном напряжении и разном напряжении накала

зонтальной оси) и поле будет ускоряющим, что соответствует режиму насыщения. При увеличении накала катода объемный заряд также растет и потенциал в различных точках понижается еще больше. Кривая распределения потенциала прогибается сильнее, и отрицательный потенциал вблизи катода может превысить по абсолютному значению положительный потенциал ускоряющего поля анода. Результирующий потенциал становится отрицательным, что наглядно изображает кривая 3, которая вблизи катода расположена выше горизонтальной оси.

На некотором расстоянии  $x_0$  от катода потенциал становится минимальным ( $\Phi_{\min}$ ) и обычно составляет десятки доли вольта. На этом участке электрическое поле является тормозящим. Около катода образуется *потенциальный барьер*. На анод попадают только те электроны, у которых начальная скорость достаточна для преодоления потенциального барьера. Электроны с меньшей начальной скоростью теряют энергию, не дойдя до «вершины» потенциального барьера. Они возвращаются на катод. Кривая 3 соответствует режиму объемного заряда. Следующее увеличение накала характеризует кривая 4: потенциальный барьер стал выше и «отодвинулся» от катода.

Все это иллюстрирует следующая механическая аналогия. Пусть кривые на рис. 16.2 изображают рельеф местности, а из точки  $O$  выкатываются с различными скоростями шарики (электроны, вылетающие из катода). Если от точки  $O$  начинается уклон (рельеф 1 и 2), все шарики скатываются вниз. Но если рельеф соответствует кривой 3, то вначале имеется горка и через нее перекачаться только шарики с достаточной начальной скоростью. А шарики с меньшими начальными скоростями скатятся обратно. Именно для удобного перехода к механической аналогии было выбрано положительным направление вниз по оси ординат.

На рис. 16.3 даны потенциальные диаграммы при различном анодном напряжении и постоянном напряжении накала. При некотором значении  $U_a$

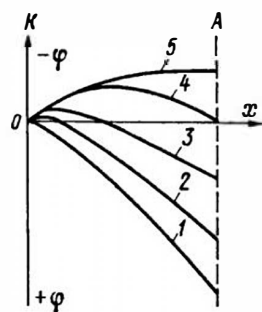


Рис. 16.3. Потенциальные диаграммы диода при постоянном напряжении накала и разном анодном напряжении

наступает режим насыщения (кривая 1), при меньшем напряжении — режим объемного заряда (кривая 2). Кривая 3 для еще более низкого напряжения показывает, что потенциальный барьер стал выше. Кривая 4 соответствует напряжению  $U_a = 0$ . Для получения  $U_a = 0$  надо замкнуть анод с катодом. В этом случае в пространстве анод — катод электроны создают объемный заряд и повышается потенциальный барьер. Электроны, обладающие большими начальными скоростями, преодолевают этот барьер и долетают до анода. Таким образом, при  $U_a = 0$  возникает небольшой анодный ток, называемый начальным ( $I_0$ ).

Кривая 5 соответствует разрыву цепи анода. В первый момент после замыкания анод имеет нулевой потенциал, что соответствует кривой 4. Тогда на анод попадают электроны и он заряжается отрицательно. Правый конец диаграммы сдвигается вверх (кривая 5), потенциальный барьер повышается, и на анод попадает все меньше электронов. Когда барьер настолько увеличится, что ни один электрон не сможет его преодолеть, возрастание отрицательного потенциала анода прекратится.

Таким образом, изменение анодного тока при изменении анодного напряжения в режиме объемного заряда происходит за счет изменения высоты потенциального барьера около катода. Если анодное напряжение увеличивается, то барьер становится ниже, его преодолевает больше электронов и анодный

ток возрастает. При уменьшении анодного напряжения потенциальный барьер повышается, меньше электронов может его преодолеть, больше электронов возвращается на катод, т. е. анодный ток уменьшается.

## 16.2. ЗАКОН СТЕПЕНИ ТРЕХ ВТОРЫХ

Для диода, работающего в режиме объемного заряда, анодный ток и анодное напряжение связаны нелинейной зависимостью, которая приближенно выражается законом степени трех вторых:

$$i_a = g u_a^{3/2}, \quad (16.3)$$

где коэффициент  $g$  зависит от геометрических размеров и формы электродов.

Анодный ток пропорционален анодному напряжению в степени три вторых ( $3/2$ ), а не в первой степени, как в законе Ома. Если увеличить, например, анодное напряжение вдвое, то анодный ток возрастет в 2,8 раза (так как  $2^{3/2} = \sqrt{2^3} \approx 2,8$ ), т. е. станет на 40 % больше, чем должен быть по закону Ома. Графически этот закон изображается полукубической параболой (рис. 16.4). Закон степени трех вторых неприменим

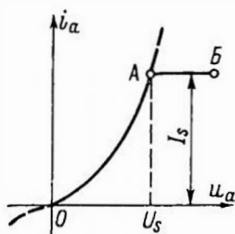


Рис. 16.4. Теоретическая анодная характеристика диода, или график закона степени трех вторых (полукубическая парабола)

для режима насыщения, когда  $i_a = I_s = \text{const}$ . Кривую  $OAB$  иногда называют теоретической характеристикой диода.

Для диода с плоскими электродами

$$g = 2,33 \cdot 10^{-6} Q_a / d_{a-k}^2, \quad (16.4)$$

где  $Q_a$  — действующая площадь анода;  $d_{a-k}$  — расстояние анод — катод.

Истинная зависимость между анодным током и анодным напряжением заметно отличается от закона степени трех вторых. Но, несмотря на неточность, закон степени трех вторых в простой форме учитывает нелинейные свойства лампы.

## 16.3. АНОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Анодная характеристика диода выражает зависимость анодного тока от анодного напряжения при постоянном напряжении накала. Действительная характеристика (рис. 16.5) отличается от характеристики по закону степени трех вторых, которая изображена штрихами на рисунке. Это различие объясняется тем, что закон степени трех вторых является приближенным, так как при его выводе сделан ряд упрощающих предположений. Начальным током  $I_0$  часто пренебрегают и изображают характеристику выходящей из нулевой точки.

С увеличением напряжения накала точка  $A$  сдвигается влево, так как начальная скорость электронов увеличивается. Средний участок ( $БВ$ ) характеристики приближенно считают линейным. Участок  $ВГ$  соответствует плавному переходу от режима объемного заряда к режиму насыщения. В области насыщения (участок  $ГД$ ) при повышении анодного напряжения анодный ток растет. Это объясняется эффектом Шотки и дополнительным нагревом катода от анодного тока. У оксидных катодов эффект Шотки выражен сильно и допол-

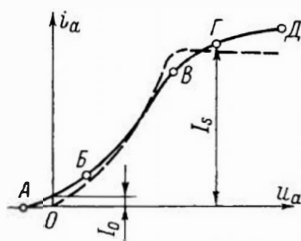


Рис. 16.5. Действительная анодная характеристика диода

нительный нагрев от анодного тока значителен, так как сопротивление оксидного слоя большое и анодный ток соизмерим с током накала. Рост анодного тока в режиме насыщения у оксидного катода настолько велик, что переход от режима объемного заряда к режиму насыщения по характеристике обычно установить нельзя.

## 16.4. ПАРАМЕТРЫ

Параметры диодов характеризуют их свойства и возможности применения. Некоторые из этих параметров нам уже известны. Это напряжение накала  $U_n$ , ток накала  $I_n$  и ток эмиссии катода  $I_e$ . Рассмотрим другие параметры.

**Крутизна ( $S$ )** показывает, как изменяется анодный ток при изменении анодного напряжения на 1 В. Если изменение анодного напряжения  $\Delta u_a$  вызывает изменение анодного тока  $\Delta i_a$ , то крутизна

$$S = \Delta i_a / \Delta u_a. \quad (16.5)$$

Крутизну выражают в миллиамперах на вольт или амперах на вольт. Если крутизна равна, например, 4 мА/В, это означает, что изменение анодного напряжения на 1 В вызывает изменение анодного тока на 4 мА. По существу, крутизна представляет собой проводимость пространства между анодом и катодом для переменной составляющей анодного тока.

Термин «крутизна» неудачен, так как для более сложных ламп параметр с тем же названием имеет иной физический смысл.

Для определения крутизны из характеристики диода (рис. 16.6) берут приращение анодного напряжения  $\Delta u_a$  на заданном участке  $AB$  и соответствующее ему приращение анодного тока  $\Delta i_a$  (метод двух точек). Крутизна пропорциональна тангенсу угла наклона  $\alpha$  касательной в точке  $T$  относительно оси  $u_a$ :

$$S_{AB} = k \operatorname{tg} \alpha, \quad (16.6)$$

где  $k$  — коэффициент, выражающийся в единицах проводимости и учитывающий масштаб тока и напряжения.

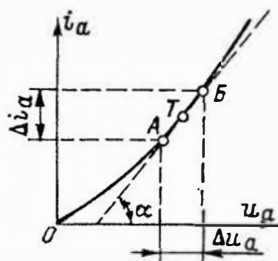


Рис. 16.6. Определение крутизны диода методом двух точек

Нельзя писать  $S = \operatorname{tg} \alpha$ , так как тангенс не есть проводимость.

Если участок  $AB$  нелинейный, то найденная методом двух точек крутизна  $S_{AB}$  является средней для данного участка. Она приблизительно равна крутизне для точки  $T$  посередине участка  $AB$ , т. е.  $S_{AB} \approx S_T$ .

При переходе на нижний участок характеристики крутизна уменьшается и приближается к нулю. Принято указывать, для какой точки или для какого участка характеристики приводится крутизна. Например:  $S = 1,5$  мА/В при  $u_a = 2$  В.

Современные диоды имеют крутизну в пределах 1–50 мА/В. В малоомощных диодах она не превышает единиц миллиампер на вольт. В импульсном режиме крутизна достигает сотен миллиампер на вольт. Крутизна зависит от конструкции электродов лампы.

**Внутреннее дифференциальное сопротивление ( $R_i$ )** диода представляет собой сопротивление пространства между анодом и катодом для переменного тока. Оно является величиной, обратной крутизне:

$$R_i = \Delta u_a / \Delta i_a = 1/S \quad (16.7)$$

и обычно составляет сотни, а иногда десятки ом.

Меньшее значение  $R_i$  у более мощных ламп. При переходе на нижний участок характеристики значение  $R_i$  возрастает, стремясь к бесконечности в начальной точке характеристики.

Определение  $R_i$  из характеристики аналогично определению крутизны. Наиболее удобен метод двух точек.

Не следует смешивать сопротивление  $R_i$  с внутренним сопротивлением диода для постоянного тока  $R_0$ :

$$R_0 = u_a/i_a. \quad (16.8)$$

Обычно сопротивление  $R_0$  несколько больше  $R_i$ . Из закона степени трех вторых следует, что  $R_0 = {}^3/2 R_i$ , но практическое соотношение может быть иным. Значение  $R_0$  тем меньше, чем меньше расстояние анод — катод и чем больше действующая площадь анода.

## 16.5. РАБОЧИЙ РЕЖИМ. ПРИМЕНЕНИЕ ДИОДА ДЛЯ ВЫПРЯМЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Режим работы диода с нагрузкой графоаналитически рассчитывается так же, как и для полупроводникового диода (см. гл. 3). Однако обычно нельзя пренебрегать падением напряжения на вакуумном диоде, так как оно в зависимости от типа диода составляет единицы, десятки и даже сотни вольт.

Все сказанное о работе выпрямительных схем с полупроводниковыми диодами можно повторить для схем выпрямления с помощью вакуумных диодов. Особенность вакуумных диодов — отсутствие обратного тока. Вакуумные диоды для выпрямления переменного тока электросети (кенотроны) могут работать при высоких обратных напряжениях — сотни и тысячи вольт. Поэтому нет необходимости в последовательном соединении кенотронов.

Для кенотронов, работающих в выпрямителях, опасно короткое замыкание нагрузки. В этом случае все напряжение источника будет приложено к кенотрону и анодный ток станет недопустимо большим. Происходит перегрев катода и его разрушение. Анод также перегревается. Ухудшается вакуум за счет выделения газов из перегретых электродов. Газ ионизируется. Положительные ионы бомбардируют катод, способствуя его перегреву и разрушению.

При выпрямлении токов очень высокой частоты вредно влияет емкость

анод — катод диода  $C_{a-k}$ . Она состоит из емкости между электродами и емкости между выводными проводниками. Значение  $C_{a-k}$  достигает единиц пикофарад у маломощных диодов. На низких частотах эта емкость шунтирующего влияния не оказывает, так как ее сопротивление составляет миллионы ом. А на частотах в десятки мегагерц и выше сопротивление емкости становится соизмеримым с внутренним сопротивлением диода и даже меньше его. Тогда переменный ток проходит через эту емкость и выпрямляющее действие диода ухудшается.

Например, если диод имеет  $R_i = 500$  Ом и  $C_{a-k} = 4$  пФ, то при частоте 200 Гц сопротивление емкости

$$x_C = 1/(\omega C_{a-k}) = 10^{12}/(2\pi \cdot 200 \cdot 4) \approx \\ \approx 200 \cdot 10^6 \text{ Ом} = 200 \text{ МОм}.$$

Практически через такое сопротивление ток не проходит. Зато при  $f = 200$  МГц сопротивление  $x_C$  станет равным 200 Ом и будет сильно шунтировать диод.

Для диодов надо учитывать максимальные допустимые значения их параметров.

Если в секунду на анод попадает  $N$  электронов и каждый из них обладает энергией  $mv^2/2$ , то мощность, отдаваемая электронным потоком на нагрев анода,

$$P_a = Nmv^2/2. \quad (16.9)$$

Энергию электроны получают от ускоряющего поля. Пренебрегая их начальной энергией, можно считать, что  $mv^2/2 \approx qu_a$ . Тогда

$$P_a = Nqu_a. \quad (16.10)$$

Произведение  $Nq$  есть количество электричества, попадающее за 1 с на анод, т. е. анодный ток  $i_a$ . Поэтому окончательно

$$P_a = i_a u_a. \quad (16.11)$$

Мощность  $P_a$  — это потерянная мощность, так как нагрев анода бесполезен и даже вреден. Принято называть  $P_a$  *мощностью, выделяемой на аноде*, или *мощностью потерь на аноде*. Не следует

эту мощность считать максимальным допустимым параметром лампы, так как она может иметь самые различные значения в зависимости от анодного напряжения. Анод нагревается также за счет теплового излучения катода, но  $P_a$  есть только мощность электронной бомбардировки. Чем больше  $P_a$ , тем сильнее нагрев анода. Он может накалиться докрасна и даже расплавиться.

*Максимальная допустимая мощность*  $P_{a\max}$  зависит от размеров, конструкции, материала анода и способа его охлаждения и составляет от долей ватта до многих киловатт. Чтобы анод не перегревался, должно соблюдаться условие

$$P_a \leq P_{a\max}. \quad (16.12)$$

При импульсном режиме мгновенная мощность, выделяемая на аноде, может быть очень большой, но средняя мощность не должна превышать  $P_{a\max}$ .

Анодный ток диодов обычно состоит из отдельных импульсов. Максимальное допустимое значение тока для диодов с оксидным катодом обусловлено разрушением оксидного слоя. Для каждого типа диодов характерен *максимальный допустимый импульс анодного тока*  $I_{a\max}$ . В диодах для импульсной работы значение  $I_{a\max}$  весьма велико, тем больше, чем меньше длительность импульсов и чем больше паузы между ними.

Пульсирующий анодный ток диодов имеет постоянную составляющую  $I_{a,cp}$ , которую называют *постоянным выпрямленным током*. Важным параметром диода является *максимальный допустимый постоянный выпрямленный ток*  $I_{a,cp\max}$ .

При работе диода в выпрямителе в течение некоторого времени (часть периода) к диоду приложено отрицательное анодное напряжение, называемое *обратным*. Важным параметром является *максимальное допустимое обратное напряжение*  $U_{обр\max}$ . Обратное напряжение

не должно превышать максимального допустимого:

$$U_{обр} \leq U_{обр\max}. \quad (16.13)$$

Если  $U_{обр}$  больше  $U_{обр\max}$ , то возможен пробой изоляции, электростатическая эмиссия из анода и выход диода из строя. Кенотроны для высоковольтных выпрямителей имеют  $U_{обр\max}$  до десятков киловольт, маломощные диоды — не более 500 В.

## 16.6. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ

Маломощные диоды, как правило, выпускаются с катодами косвенного накала. Диоды для высоких и сверхвысоких частот делают с возможно меньшей емкостью анод — катод. Кенотроны выпускаются с катодами как прямого, так и косвенного накала. Широкое применение имеют *двойные диоды* (два диода в одном баллоне).

Наиболее прост диод с катодом прямого накала. К таким лампам можно отнести некоторые высоковольтные кенотроны и большинство мощных кенотронов. У катода косвенного накала вывод делают иногда общим с одним выводом подогревателя. Ряд диодов имеют отдельный вывод катода.

Двойные диоды с катодами прямого накала обычно изображаются упрощенно — с одним катодом. В действительности они имеют два катода, соединенные параллельно или последовательно.

Наиболее универсальные двойные диоды с разделенными катодами имеют отдельные выводы от катодов. Эти диоды нередко используются в двух различных частях схемы. В таких случаях показывают в соответствующих местах половинки лампы. У некоторых двойных диодов ставится металлический экран для устранения паразитной емкостной связи между диодами. От экрана делается вывод. При упрощенном схематическом изображении экран часто не показывают.



## ТРЕХЭЛЕКТРОДНЫЕ ЛАМПЫ

## 17.1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ

Катод и анод работают в триоде так же, как в диоде. В режиме объемного заряда около катода образуется потенциальный барьер. Катодный ток зависит от высоты этого барьера. Управляющее действие сетки в триоде подобно действию анода в диоде. Если изменять напряжение сетки, то изменяется высота потенциального барьера около катода. Следовательно, изменяется число электронов, преодолевающих этот барьер, т. е. катодный ток. Если напряжение сетки изменяется в положительную сторону, то барьер понижается, его преодолевает большее число электронов и катодный ток возрастает. А при изменении сеточного напряжения в отрицательную сторону барьер повышается, его преодолевает меньшее число электронов и катодный ток уменьшается.

Управление током в триоде с помощью сетки аналогично управлению током в биполярном транзисторе. В транзисторе изменение напряжения на эмиттерном переходе вызывает изменение высоты потенциального барьера в этом переходе и в результате изменяется ток эмиттера. Сетка не только управляет катодным током, но и существенно изменяет действие анода. Для электрического поля, создаваемого анодным напряжением, сетка является электростатическим экраном, т. е. препятствием (при условии, что сетка соединена с катодом). Большая часть поля анода задерживается сеткой; лишь незначительная часть силовых линий поля проникает сквозь сетку и достигает потенциального барьера у катода. Таким образом, сетка экранирует катод от анода и ослабляет действие анода на потенциальный барьер около катода. Говорят, что сетка «задерживает» или «перехватывает» большую часть силовых линий электрического поля, создаваемого анодом.

Чем гуще сетка, т. е. чем больше в ней проводников, чем они толще и

чем меньше просветы между ними, тем меньшая часть силовых линий поля анода проникает сквозь сетку. Кроме того, экранирующее действие сетки максимально при некотором среднем положении ее между анодом и катодом.

В диодах нормальные анодные токи получаются при анодных напряжениях, равных единицам или двум-трем десяткам вольт. Если же в диод ввести сетку, то при  $u_g = 0$  такие же анодные токи получаются при анодных напряжениях в десятки и сотни вольт.

Сама сетка влияет на анодный ток гораздо сильнее, чем анод. Если подать на сетку напряжение, то возникающее электрическое поле сетки беспрепятственно достигает катода, так как между сеткой и катодом для поля нет препятствий. Сетка занимает «командное» положение. Она действует на электронный поток сильно, а действие анода во много раз ослаблено, вследствие того что сквозь сетку проникает лишь небольшая часть силовых линий поля анода. Было бы неправильно утверждать, что сетка действует сильнее, чем анод, только потому, что она находится ближе к катоду. Если сетку расположить около анода и она окажется лишь незначительно ближе к катоду, нежели анод, то и в этом случае она во много раз ослабляет поле анода, проникающее на катод. Следовательно, близость сетки к катоду не является главным фактором, влияющим на анодный ток.

Влияние сетки и анода на анодный ток характеризуется важнейшим параметром триода — коэффициентом усиления  $\mu$ . Коэффициент усиления показывает, во сколько раз напряжение сетки действует на анодный ток сильнее, чем напряжение анода. Если триод имеет  $\mu = 10$ , это значит, что сетка действует в 10 раз сильнее, чем анод. Чем гуще сетка, тем больше значение  $\mu$ . При данной густоте сетки коэффициент  $\mu$  имеет наибольшее значение, когда сетка занимает некоторое среднее положение между

катодом и анодом. В современных триодах коэффициент  $\mu$  равен единицам или десяткам.

Иногда вместо коэффициента усиления  $\mu$  пользуются обратной величиной — *проницаемостью*  $D$ :

$$D = 1/\mu. \quad (17.1)$$

Очевидно, что  $D < 1$ . Проницаемость показывает, какой доле действия сетки на катодный ток эквивалентно действие анода. Если, например,  $\mu = 10$ , то  $D = 0,1$ . Это значит, что действие анода на катодный ток равноценно десятой доле действия сетки, т. е. влияние анода в 10 раз слабее.

Термин «проницаемость» введен немецким ученым Г. Г. Баркгаузенем, внесшим большой вклад в теорию электронных ламп, и подчеркивает роль экранирующего действия сетки. Можно сказать, что проницаемость характеризует «пропускную способность» сетки для электрического поля анода. Чем реже сетка, тем легче через нее проникает от анода к катоду электрическое поле и тем больше значение  $D$ . Зато коэффициент  $\mu$  соответственно уменьшается. Не следует считать проницаемость «пропускной способностью» сетки для электронного потока. Это грубая ошибка.

При отрицательном напряжении сетки в пространстве сетка — катод отрицательный заряд сетки создает тормозящее поле, которое противодействует ускоряющему полю, проникающему от анода. Потенциальный барьер у катода повышается, и катодный ток уменьшается. При некотором отрицательном сеточном напряжении ток уменьшается до нуля, т. е. лампа «запирается». Такое напряжение сетки называют *запирающим* ( $u_{g\text{зап}}$ ). Все электроны, вылетающие из катода, возвращаются на него. Если же при  $u_g < 0$  запирающие лампы еще нет, следовательно, электроны, имеющие значительные начальные скорости, преодолевают потенциальный барьер и летят к аноду.

Запирающее напряжение сетки невелико по сравнению с анодным. Например, у триода, имеющего  $\mu = 20$ , при  $u_a = 100$  В запирающее напряжение составляет  $-5$  В. При  $\mu = 20$  анодное

напряжение 100 В по своему действию эквивалентно сеточному напряжению  $+5$  В. Подав на сетку  $u_{g\text{зап}} = -5$  В, можно скомпенсировать влияние анода.

Итак, *сравнительно небольшое отрицательное напряжение сетки может значительно уменьшить анодный ток и даже совсем его прекратить.*

Положительное сеточное напряжение создает ускоряющее поле, которое складывается с полем, проникающим от анода. Результирующее поле понижает потенциальный барьер. Число электронов, преодолевающих его, увеличивается. Возрастает и катодный ток. Часть электронов при этом притягивается к сетке, и в ее цепи возникает *сеточный ток*, который бесполезен, а во многих случаях вредно влияет на работу лампы. Если положительное напряжение сетки значительно меньше анодного, то сеточный ток невелик и им можно пренебречь. Чем гуще сетка и выше ее положительное напряжение, тем больше сеточный ток.

Так как сетка действует сильнее анода, то сравнительно небольшое положительное напряжение сетки вызывает значительное возрастание анодного тока. Например, пусть триод имеет  $\mu = 20$  и при напряжениях  $u_g = 0$  и  $u_a = 100$  В анодный ток равен 10 мА. Предположим, что для увеличения анодного тока до 20 мА надо при неизменном сеточном напряжении удвоить анодное напряжение, т. е. подать на анод 200 В. Но при  $\mu = 20$  анодному напряжению 100 В равноценно сеточное напряжение 5 В. Поэтому вместо увеличения анодного напряжения на 100 В можно подать на сетку 5 В, и тогда анодный ток возрастет до 20 мА.

Итак, *увеличение положительного напряжения сетки сопровождается ростом анодного и сеточного тока.*

Изменяя сеточное напряжение от отрицательного, запирающего лампу, до некоторого положительного, можно изменять анодный ток в широких пределах — от нуля до максимального значения. Таково управляющее действие сетки. Важно, что анодный ток значительно изменяется при сравнительно небольшом изменении сеточного напряже-

ния. Нужно в  $\mu$  раз большее изменение анодного напряжения, для того чтобы получить такое же изменение анодного тока. Иначе говоря, небольшое изменение сеточного напряжения равноценно в  $\mu$  раз большему изменению анодного напряжения. Это основное свойство триода позволяет использовать его для усиления электрических колебаний.

## 17.2. ТОКОРАСПРЕДЕЛЕНИЕ

При положительном напряжении сетки наблюдается *токораспределение*, т. е. распределение катодного тока между сеткой и анодом. Если напряжение анода выше напряжения сетки, то часть электронов попадает на сетку, а электроны, пролетевшие сквозь сетку, летят к аноду. Такой режим называют *режимом перехвата*. В этом режиме ток сетки значительно меньше анодного. Если же напряжение сетки выше напряжения анода, то многие электроны, пролетевшие сквозь сетку, в пространстве сетка — анод тормозятся, снижают до нуля продольную составляющую скорости и возвращаются на сетку. Подобный режим называют *режимом возврата*.

При  $u_a = 0$  и  $u_g > 0$  между сеткой и анодом возникает скопление электронов и *второй потенциальный барьер*. Почти все электроны, «проскочившие» сквозь сетку, возвращаются на нее, так как не могут преодолеть второй потенциальный барьер. Поэтому при  $u_a = 0$  ток сетки имеет максимальное значение. Лишь сравнительно небольшая часть электронов преодолевает второй потенциальный барьер и попадает на анод, создавая начальный анодный ток.

Если на анод подано положительное напряжение, то второй потенциальный барьер понижается, его преодолевает больше электронов и анодный ток возрастает. Скопление электронов в области второго потенциального барьера образует вместе с анодом систему, подобную диоду. На это скопление электронов действует ничем не ослабленное поле анода, и уже при небольших положительных анодных напряжениях ток анода

резко возрастает, а ток сетки резко падает, поскольку все меньше электронов возвращается на сетку.

При некотором положительном анодном напряжении второй потенциальный барьер настолько понижается, что уже ни один электрон не возвращается на сетку. Наступает режим перехвата. Дальнейшее увеличение анодного напряжения по-прежнему вызывает рост анодного тока, за счет того что поле анода понижает потенциальный барьер у катода, а также за счет токораспределения. Но теперь анодный ток растет медленнее, так как действие поля анода на потенциальный барьер у катода ослаблено сеткой. Сеточный ток снижается тоже незначительно, поскольку число электронов, летящих с катода прямо на проводники сетки, мало зависит от анодного напряжения.

## 17.3. ДЕЙСТВУЮЩЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ И ЗАКОН СТЕПЕНИ ТРЕХ ВТОРЫХ

Катодный ток триода можно считать путем замены триода эквивалентным диодом, если в триоде на месте сетки расположить анод. В таком диоде при некотором анодном напряжении анодный ток получается равным катодному току в триоде. Это напряжение называется действующим напряжением  $u_d$  и выражается формулой

$$u_d \approx u_g + Du_a = u_g + u_a/\mu. \quad (17.2)$$

Смысл этой формулы следующий. Сетка действует своим полем в полную силу, без ослабления, а поле, создаваемое анодным напряжением в пространстве сетка — катод, ослаблено за счет экранирующего действия сетки. Ослабление действия анода характеризуется коэффициентом усиления  $\mu$ . Поэтому  $u_a$  нельзя складывать с  $u_g$ , а нужно сначала умножить на  $D$  или разделить на  $\mu$ . Приведенная формула является приближенной.

В эквивалентном диоде анодный ток равен катодному току триода, а роль анодного напряжения выполняет дей-

ствующее напряжение. Поэтому закон степени трех вторых для триода можно написать так:

$$i_k = g u_d^{3/2} = g (u_g + D u_a)^{3/2}. \quad (17.3)$$

Учитывая, что в эквивалентном диоде анод расположен на месте сетки реального триода, для триода с плоскими электродами получаем

$$g = 2,33 \cdot 10^{-6} Q_a / d_{g-k}^2, \quad (17.4)$$

где  $d_{g-k}$  — расстояние сетка — катод.

Площадь поверхности анода  $Q_a$  в эквивалентном диоде в этом случае равна площади поверхности действительного анода. Формула (17.3) содержит в неявном виде расстояние анод — катод и размеры, определяющие густоту сетки: от этих величин зависит проницаемость.

Закон степени трех вторых для триодов является приближенным, но он полезен при теоретическом рассмотрении работы триода. А для практических расчетов пользуются характеристиками, опубликованными в справочниках.

С помощью закона степени трех вторых можно найти при данном напряжении  $u_a$  запирающее напряжение сетки  $u_{g\text{зап}}$ . Если лампа заперта, то  $i_k = 0$ . Из закона степени трех вторых ясно, что это возможно только при условии

$$u_d = u_{g\text{зап}} + D u_a = 0. \quad (17.5)$$

Решая уравнение (17.5) относительно  $u_{g\text{зап}}$ , получим

$$u_{g\text{зап}} = -D u_a \text{ или } u_{g\text{зап}} = -u_a / \mu. \quad (17.6)$$

Действительное запирающее напряжение обычно несколько больше по абсолютному значению, чем определяемое формулой (17.6).

## 17.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ

Характеристики триода при работе его на постоянном токе и без нагрузки называются *статическими* (обычно говорят просто «характеристики»). Действительные характеристики снимаются экспериментально. Они учитывают неодинаковость температуры в разных точ-

ках катода, неэквивипотенциальность поверхности катода прямого накала, эффект Шотки, дополнительный подогрев катода анодным током, начальную скорость электронов, контактную разность потенциалов, термо-ЭДС, возникающую при нагреве контакта различных металлов, и другие явления. Закон степени трех вторых все эти явления не учитывает.

Характеристики в справочниках являются средними, полученными на основе нескольких характеристик, снятых для различных экземпляров ламп данного типа. Поэтому пользование такими характеристиками дает погрешности.

Широко применяются характеристики, показывающие зависимость тока от сеточного напряжения при постоянном анодном напряжении:

$$i_a = f(u_g), \quad i_g = f(u_g) \text{ и } i_k = f(u_g) \\ \text{при } u_a = \text{const}. \quad (17.7)$$

Наиболее важны две первые зависимости. Характеристики, выражающие зависимость  $i_a = f(u_g)$ , называются *анодно-сеточными*. А характеристики, соответствующие зависимости  $i_g = f(u_g)$ , принято называть *сеточными*. Каждому значению анодного напряжения соответствует определенная характеристика. Следовательно, для каждого тока имеется семейство характеристик. Значения анодного напряжения для них берутся через определенные промежутки.

Другая группа характеристик показывает зависимость токов от анодного напряжения при постоянном сеточном напряжении:

$$i_a = f(u_a), \quad i_g = f(u_a) \\ \text{и } i_k = f(u_a) \text{ при } u_g = \text{const}. \quad (17.8)$$

Здесь наиболее важны *анодные* характеристики, выражающие зависимость  $i_a = f(u_a)$ , а также *сеточно-анодные* характеристики, дающие зависимость  $i_g = f(u_a)$ .

В справочниках, как правило, приводятся семейства характеристик только для анодного и сеточного тока. Простым сложением их ординат можно построить характеристики для катодного тока. Для практических расчетов анодного

тока достаточно иметь семейство либо анодно-сеточных, либо анодных характеристик. Анодно-сеточные характеристики нагляднее показывают управляющее действие сетки, и их иногда называют *управляющими*. Зато с анодными характеристиками расчеты проще и точнее.

На рис. 17.1 изображены характеристики для токов анода, сетки и катода в зависимости от напряжения сетки при постоянном анодном напряжении, соответствующие явно выраженному режиму насыщения лампы. При  $u_g < 0$  характеристики для анодного и катодного тока совпадают. Начальная точка характеристики (А) обычно соответствует напряжению запирания несколько более низкому, нежели вычисленное по формуле (17.6).

Если уменьшать по абсолютному значению отрицательное напряжение сетки, то лампа отпирается, потенциальный барьер у катода понижается и анодный ток возрастает. Число электронов, преодолевающих барьер, растет по нелинейному закону, и поэтому характеристика имеет нижний нелинейный участок *АВ*, который постепенно переходит в средний, приблизительно линейный участок *БВ*. При положительном сеточном напряжении характеристика для катодного тока расположена выше характеристики для анодного вследствие появления сеточного тока. Характеристика для сеточного тока идет из начала координат подобно характеристике диода.

Увеличение положительного напряжения сетки вызывает сначала рост всех токов. Постепенному переходу в режим насыщения соответствует верх-

ний участок характеристики для анодного тока (*ВГ*). В режиме насыщения при увеличении сеточного напряжения катодный ток растет незначительно, но сеточный ток возрастает и за счет этого уменьшается анодный ток. При большом положительном сеточном напряжении анодный ток становится меньше сеточного.

Для ламп с активированным, например оксидным, катодом катодный ток в режиме насыщения возрастает почти так же, как в режиме объемного заряда. Если при этом ток сетки растет медленнее, чем катодный ток, то характеристика для анодного тока имеет подъем. Если же сеточный ток растет быстрее, чем катодный, то анодный ток уменьшается. Чем гуще сетка и чем меньше анодное напряжение, тем сильнее нарастает сеточный ток.

С большим положительным напряжением сетки работают только генераторные и импульсные лампы. У приемно-усилительных ламп сеточное напряжение обычно все время отрицательно, поэтому в справочниках характеристики таких ламп даются часто лишь для отрицательных сеточных напряжений.

В зависимости от значения  $\mu$ , т. е. от густоты сетки, анодно-сеточная характеристика располагается различно. При густой сетке (высокий коэффициент  $\mu$ ) запирающее напряжение сетки невелико и основная часть характеристики находится в области положительных сеточных напряжений. Такая характеристика (и сама лампа) называется *правой*. А для редкой сетки (коэффициент  $\mu$  невелик) запирающее напряжение получается большим, характеристика расположена в области отрицательных напряжений и называется *левой*. Лампы с левой характеристикой могут работать без сеточного тока.

Семейства анодно-сеточных и сеточных характеристик триода изображены на рис. 17.2. При повышении анодного напряжения характеристика для анодного тока сдвигается влево, а характеристика для сеточного тока проходит ниже.

Часто бывает нужна добавочная характеристика, отсутствующая в семей-

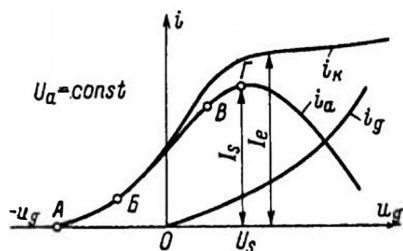


Рис. 17.1. Характеристики триода для токов анода, сетки и катода

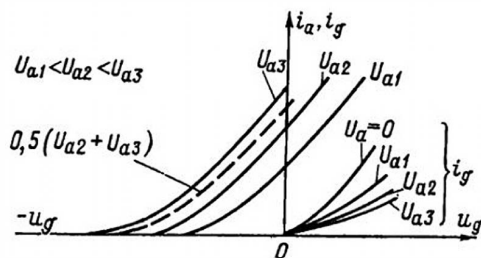


Рис. 17.2. Семейство анодно-сеточных и сеточных характеристик триода

стве (на рисунке показана штрихами), например, характеристика для анодного напряжения  $0,5(U_{a2} + U_{a3})$ .

Рассмотрим семейства анодных и сеточно-анодных характеристик (рис. 17.3). Анодная характеристика при  $U_g = 0$  идет из начала координат. Для более низких сеточных напряжений  $U_{g1} \div U_{g5}$  анодные характеристики расположены правее (так как требуется более высокое отпирающее анодное напряжение) и идут слегка расходящимся пучком. Действительные анодные характеристики в отличие от теоретических сдвигаются не строго пропорционально сеточному напряжению. Анодные характеристики для положительных сеточных напряжений  $U_{g6}, U_{g7}, U_{g8}$  идут из начала координат левее кривой  $U_g = 0$  и выгибаются влево, а не вправо. Они сначала идут круто, а затем рост тока замедляется и крутизна кривых уменьшается.

Сеточно-анодные характеристики (штриховые) даны только для положи-

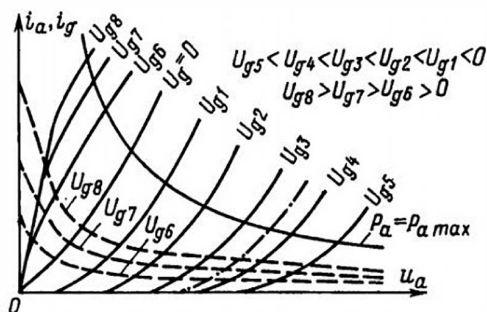


Рис. 17.3. Семейство анодных, и сеточно-анодных характеристик и кривая максимальной допустимой мощности, выделяемой на аноде

тельных сеточных напряжений, так как при отрицательных тока сетки нет. При  $u_a = 0$  ток сетки максимальный и тем больше, чем выше сеточное напряжение. При увеличении анодного напряжения сначала (в режиме возврата) ток сетки резко снижается вследствие токораспределения, а затем (в режиме перехвата) незначительно уменьшается.

В семействе анодных характеристик часто показывают линию максимальной допустимой мощности, выделяемой на аноде. Так как  $P_a = i_a u_a$ , то уравнение этой линии следует записывать в виде

$$i_a = P_a / u_a. \quad (17.9)$$

Для данной мощности  $P_{a \max}$  и различных анодных напряжений можно вычислить анодный ток и по точкам построить кривую  $P_{a \max}$ , которая будет гиперболой. Область выше этой кривой соответствует недопустимым режимам работы лампы на постоянном токе, при которых  $P_a > P_{a \max}$ . При импульсном режиме работа в области выше кривой  $P_{a \max}$  возможна, если средняя мощность, выделяемая на аноде, не превышает предельную.

В семействе анодных характеристик также можно построить дополнительные характеристики. В качестве примера на рисунке проведена штрихпунктиром характеристика для напряжения, среднего между  $U_{g3}$  и  $U_{g4}$ .

В импульсном режиме могут быть получены анодные токи, во много раз большие, нежели в режиме непрерывной работы. Импульсный режим достигается подачей на анод и сетку кратковременных повышенных напряжений. Для импульсного режима пользуются анодными характеристиками, снятыми при определенной длительности и частоте импульсов.

На рис. 17.4 приведены импульсные характеристики и внизу заштрихована маленькая область, соответствующая характеристикам для непрерывного режима.

За счет начальных скоростей электронов, вылетающих из катода, контактной разности потенциалов и термо-ЭДС, действующих в сеточной цепи, характе-

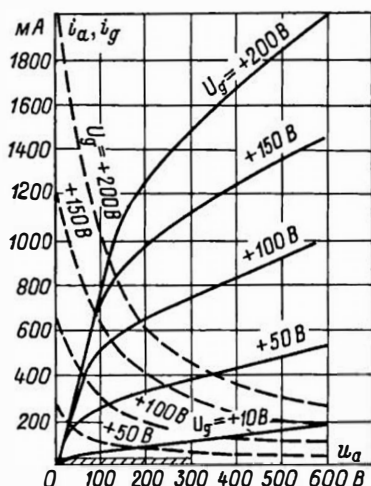


Рис. 17.4. Импульсные характеристики при больших положительных напряжениях сетки

ристика для тока сетки может начинаться не только в точке  $u_g = 0$ , а часто в области небольших отрицательных сеточных напряжений. Реже встречаются характеристики, начинающиеся в области положительных сеточных напряжений.

При отрицательном сеточном напряжении все же существует очень небольшой сеточный ток. Он называется *обратным сеточным током* (электроны этого тока во внешних проводах сеточной цепи движутся по направлению к сетке). Обратный сеточный ток имеет три составляющие: *ионный ток, термоток и ток утечки*.

Ионный ток наблюдается в лампах с недостаточным вакуумом. Электроны на пути к аноду сталкиваются с атомами газа и ионизируют их. Положительные ионы движутся к отрицательно заряженной сетке и отбирают от нее электроны, превращаясь в нейтральные атомы. Сетка расходует электроны, но эта убыль пополняется благодаря источнику сеточного напряжения, и на сетке поддерживается отрицательный потенциал. В цепи сетки проходит ток в направлении от «минуса» источника  $E_g$  к сетке.

При изменении степени разрежения в лампе меняется число ионов, из-

меняется ионный сеточный ток, и это приводит к нестабильности характеристик лампы.

Если сетка имеет высокую температуру, то может возникнуть ток термоэлектронной эмиссии (термоток) сетки. Для уменьшения этого тока в более мощных лампах проводники сетки делают из металла с большой работой выхода электронов.

Ток утечки в цепи сетки обусловлен несовершенством изоляции между сеткой и другими электродами.

## 17.5. ПАРАМЕТРЫ

К параметрам триода относится напряжение накала  $U_n$  и ток накала  $I_n$ , а также нормальное постоянное анодное и сеточное напряжение и соответствующий им постоянный анодный ток.

Важными являются максимальные допустимые параметры: мощность, выделяемая на аноде ( $P_{a\max}$ ), мощность, выделяемая на сетке ( $P_{g\max}$ ), анодное напряжение  $U_{a\max}$ , напряжение между катодом и подогревателем  $U_{к-п\max}$ , предельный ток катода  $I_{к\max}$ . Для импульсных триодов указывают максимальный допустимый импульс анодного и катодного тока.

Параметры триода, определяющие его свойства и возможности применения, — это *крутизна характеристики* (короче, *крутизна*), *внутреннее сопротивление* и *коэффициент усиления* либо *проницаемость*. Эти параметры характеризуют работу лампы без нагрузки. Их обычно называют *статическими*.

*Крутизна S* характеризует управляющее действие сетки, т. е. влияние сеточного напряжения на анодный ток. Если при изменении сеточного напряжения  $\Delta u_g$  анодный ток изменяется на  $\Delta i_a$ , то

$$S = \Delta i_a / \Delta u_g \text{ при } u_a = \text{const.} \quad (17.10)$$

Таким образом, *крутизна есть отношение изменения анодного тока к вызвавшему его изменению сеточного напряжения при постоянном анодном напряжении*. Условие  $u_a = \text{const}$  необходимо для того, чтобы крутизна характеризовала действие только сеточного напряжения.

Крутизна лампы аналогична параметру биполярного транзистора  $u_{12}$  или крутизне полевого транзистора.

Выражают крутизну в миллиамперах на вольт или амперах на вольт. Крутизна показывает, на сколько миллиампер (ампер) изменяется анодный ток при изменении сеточного напряжения на один вольт, если анодное напряжение постоянно. Например, если  $\Delta u_g = 2$  В и  $\Delta i_a = 6$  мА, то  $S = 6 : 2 = 3$  мА/В.

В отличие от диода крутизна триода хотя и выражается в единицах проводимости, но не представляет собой внутреннюю проводимость участка сетка — катод.

Современные триоды имеют крутизну 1–50 мА/В. Чем больше крутизна, тем лучше лампа, так как сильнее управляющее действие сетки. В большинстве случаев крутизна составляет единицы миллиампер на вольт.

Для триода с плоскими электродами, работающего при  $u_g < 0$ , по закону степени трех вторых получается выражение для крутизны

$$S = 3,5 \cdot 10^{-6} \frac{Q_a}{d_{g-k}^2} \sqrt{u_g + Du_a}. \quad (17.11)$$

Крутизна увеличивается при повышении напряжений сетки и анода, при увеличении площади поверхности анода и уменьшении расстояния сетка — катод. Чем меньше  $d_{g-k}$ , тем сильнее влияние сетки на потенциальный барьер около катода.

Если сетку делать более редкой, то проницаемость  $D$  увеличивается и по формуле (17.11) получается, что крутизна должна возрастать. Но на самом деле для каждого значения  $d_{g-k}$  существует наивыгоднейшая густота сетки, при которой крутизна максимальна.

Крутизна связана с наклоном анодно-сеточной характеристики. Чем круче эта характеристика, тем больше значение  $S$ . Крутизна пропорциональна тангенсу угла наклона касательной к характеристике. Наиболее просто крутизна определяется методом двух точек (рис. 17.5, а). Если участок между точками  $A$  и  $B$  нелинейный, то определенная этим методом

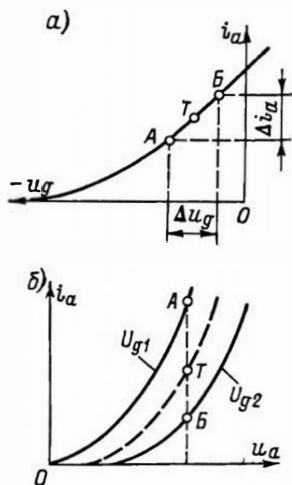


Рис. 17.5. Определение крутизны из характеристик

крутизна  $S_{AB}$  является средней для данного участка и приблизительно равна крутизне в средней точке  $T$ .

При определении крутизны из анодных характеристик (рис. 17.5, б) также применяют метод двух точек. Следует взять на характеристиках для  $U_{g1}$  и  $U_{g2}$  точки  $A$  и  $B$ , соответствующие одному и тому же анодному напряжению. Изменение  $\Delta i_a$  при переходе от точки  $A$  к точке  $B$  надо разделить на соответствующее изменение  $\Delta u_g = U_{g1} - U_{g2}$ . Найденная таким путем крутизна  $S_{AB}$  является средней для участка  $AB$ , и ее можно отнести к точке  $T$ .

Внутреннее сопротивление  $R_i$  характеризует влияние анодного напряжения на анодный ток и имеет тот же физический смысл, что и в диоде, т. е. является сопротивлением между анодом и катодом для переменного (изменяющегося) анодного тока.

Если при изменении анодного напряжения на  $\Delta u_a$  анодный ток изменяется на  $\Delta i_a$ , то

$$R_i = \Delta u_a / \Delta i_a \text{ при } u_g = \text{const.} \quad (17.12)$$

Например, при  $\Delta u_a = 50$  В и  $\Delta i_a = 2$  мА получаем  $R_i = 50 : 2 = 25$  кОм.

Как видно, внутреннее сопротивление представляет собой отношение изменения анодного напряжения к вызванному им изменению анодного тока при



постоянном сеточном напряжении. Условие  $u_g = \text{const}$  необходимо для того, чтобы внутреннее сопротивление характеризовало действие только анодного напряжения.

Чем больше  $R_i$ , тем слабее влияние анода на анодный ток. Действительно, при более высоком  $R_i$  для получения прежнего  $\Delta i_a$  надо изменить в большей степени анодное напряжение.

Величина  $1/R_i$  аналогична параметру  $y_{22}$  биполярного транзистора или параметру  $1/R_i$  полевого транзистора.

Для триодов значение  $R_i$  лежит в пределах 0,5–100 кОм, а чаще всего — от нескольких килоом до 30 кОм.

Из закона степени трех вторых можно получить формулу для  $R_i$ :

$$R_i = \frac{d_{g-k}^2}{3,5 \cdot 10^{-6} Q_a D \sqrt{u_g + D u_a}}. \quad (17.13)$$

Как видно,  $R_i$  уменьшается при уменьшении  $d_{g-k}$  и увеличении  $Q_a$ . Если  $D$  возрастает (например, когда сетку делают более редкой), то  $R_i$  уменьшается, так как анод сильнее действует на потенциальный барьер у катода, а значит, и на анодный ток. Расстояние  $d_{a-k}$  в явном виде не входит в формулу. Но при увеличении  $d_{a-k}$  влияние анода уменьшается. От этого увеличивается  $R_i$  и уменьшается  $D$ . При уменьшении сеточного и анодного напряжения сопротивление  $R_i$  возрастает. Это объясняется повышением потенциального барьера.

Для определения  $R_i$  из анодно-сеточных характеристик необходимо взять при постоянном сеточном напряжении приращение  $\Delta i_a$  между точками  $A$  и  $B$  на характеристиках для  $U_{a1}$  и  $U_{a2}$  (рис. 17.6, а). Разделив  $\Delta u_a = U_{a1} - U_{a2}$  на  $\Delta i_a$ , получим значение  $R_i$ , соответствующее средней точке  $T$  отрезка  $AB$ .

При определении  $R_i$  из анодных характеристик (рис. 17.6, б) учитывается их наклон. Чем круче они идут, тем меньше  $R_i$ . Значение  $R_i$  пропорционально котангенсу угла наклона касательной, проведенной к анодной характеристике в заданной точке  $T$ .

Удобно определять  $R_i$  методом двух точек (рис. 17.6, б). В этом случае найденное значение является средним для

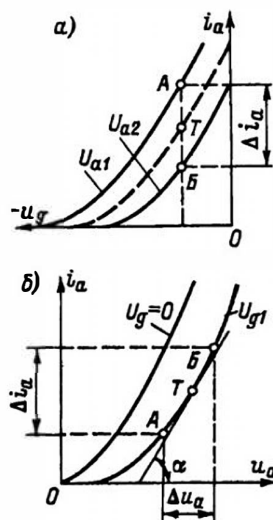


Рис. 17.6. Определение внутреннего сопротивления из характеристик

участка  $AB$  и можно считать, что оно относится к средней точке  $T$  этого участка.

На линейных участках характеристики внутреннее сопротивление примерно постоянно. При переходе на нижний участок  $R_i$  возрастает из-за повышения потенциального барьера и в точке запираания приближается к бесконечности.

У триода сопротивление постоянно току  $R_0$  не равно  $R_i$  и определяется, как обычно, по закону Ома:

$$R_0 = u_a / i_a. \quad (17.14)$$

Чтобы подчеркнуть различие между  $R_i$  и  $R_0$ , иногда сопротивление  $R_i$  называют *дифференциальным*, а  $R_0$  — *статическим*. Разница между  $R_i$  и  $R_0$  может быть весьма большой. Сопротивление  $R_0$  не остается постоянным даже при работе на линейных участках характеристик. Особенно сильно влияние на него сеточного напряжения. С увеличением напряжения сетки анодный ток растет, следовательно, значение  $R_0$  уменьшается. При увеличении положительного сеточного напряжения все большее число электронов заполняет пространство между анодом и катодом. Проводимость возрастает, а сопротивление уменьшается. С увеличением отрицательного напряжения сетки по абсолютному значению, наоборот, умень-

шается число электронов в пространстве анод — катод и значение  $R_0$  возрастает. Запирание лампы соответствует  $R_0 = \infty$ .

Напряжение сетки действует на анодный ток значительно сильнее, нежели напряжение анода. Эта разница характеризуется *коэффициентом усиления*  $\mu$ .

Например, если для изменения анодного тока на 1 мА нужно изменить анодное напряжение на 40 В, а напряжение сетки лишь на 2 В, то ясно, что сетка действует в 20 раз сильнее и  $\mu = 20$ .

Таким образом, *коэффициент усиления равен отношению эквивалентных по воздействию на анодный ток изменений анодного и сеточного напряжений*:

$$\mu = \Delta u_a / \Delta u_g. \quad (17.15)$$

Установим связь между  $\mu$ ,  $S$  и  $R_i$ . Крутизна характеризует действие напряжения сетки на анодный ток, а подобной же величиной, характеризующей действие анодного напряжения, является внутренняя проводимость  $1/R_i$ . Чтобы определить, во сколько раз действие сеточного напряжения сильнее действия анодного, надо взять отношение  $S$  к  $1/R_i$ . Оно будет равно  $\mu$ :

$$\mu = \frac{S}{1/R_i} \text{ или } \mu = SR_i. \quad (17.16)$$

Из этой формулы, называемой формулой Баркгаузена, следует, что если два параметра имеют какие-то значения, то третий параметр может иметь только то значение, которое удовлетворяет данному уравнению. Зная два параметра, можно найти третий. При этом, если  $R_i$  дано в омах, то  $S$  надо выражать в амперах на вольт. Удобно выражать  $R_i$  в килоомах, а крутизну — в миллиамперах на вольт. Например, если  $S = 4$  мА/В и  $R_i = 10$  кОм, то  $\mu = 4 \cdot 10 = 40$ .

Математически коэффициент усиления есть абсолютное значение отношения таких изменений анодного и сеточного напряжения, которые компенсируют друг друга, т. е. уравновешивают свое действие на анодный ток.

Если, например, увеличение анодного напряжения на  $\Delta u_a$  дает возраста-

ние тока на  $\Delta i_a$ , то для компенсации такого изменения тока надо уменьшить его на то же значение  $\Delta i_a$ . Для этого требуется увеличить в отрицательную сторону сеточное напряжение на  $\Delta u_g$ . Таким образом, изменения  $\Delta u_a$  и  $\Delta u_g$ , компенсирующие друг друга, должны быть разных знаков. Но отрицательное значение  $\mu$  не имеет смысла. Поэтому формулу для  $\mu$  пишут так:

$$\mu = |\Delta u_a / \Delta u_g| \text{ или } \mu = -\Delta u_a / \Delta u_g \quad \text{при } i_a = \text{const.} \quad (17.17)$$

Эти формулы показывают, что для сохранения анодного тока постоянным надо изменить напряжение анода и сетки в разные стороны и при этом  $\Delta u_a$  должно быть в  $\mu$  раз больше, чем  $\Delta u_g$ .

Название «коэффициент усиления» подчеркивает, что этот параметр характеризует усиление переменного напряжения лампы. Действительно, пусть лампа имеет  $\mu = 10$  и  $S = 3$  мА/В. Тогда при подведении к сетке переменного напряжения с амплитудой  $U_{mg} = 2$  В в анодной цепи получается переменная составляющая тока с амплитудой 6 мА. Иначе говоря, изменение сеточного напряжения на 2 В создает изменение анодного тока на 6 мА. Если генератор с амплитудой переменной ЭДС, равной 2 В, включить в анодную цепь, то изменение анодного тока будет в 10 раз меньше, т. е. составит лишь 0,6 мА. Чтобы получить, при включении генератора в анодную цепь переменную составляющую анодного тока с амплитудой 6 мА, нужна амплитуда ЭДС генератора не 2, а 20 В, т. е. в 10 раз больше. Таким образом, действие переменного сеточного напряжения с амплитудой 2 В равноценно включению в анодную цепь генератора с амплитудой переменной ЭДС, равной  $2 \cdot 10 = 20$  В.

Отсюда следует, что триод, на сетку которого подано переменное напряжение  $U_{mg}$ , можно рассматривать как генератор в  $\mu$  раз большей переменной ЭДС —  $\mu U_{mg}$ , действующей в анодной цепи. Сама лампа, работая как генератор переменного анодного тока, получает энергию постоянного тока от анодного источника.

Триоды имеют коэффициент  $\mu$  от 3 до 100, чаще всего 10–30.

Все сказанное о коэффициенте усиления можно соответственно отнести и к *проницаемости*  $D = 1/\mu$ .

Проницаемость характеризует ослабление действия анодного напряжения на катодный ток, т. е. показывает, какую долю действия сетки на катодный ток составляет действие анода. Следовательно, формулу для определения  $D$  надо писать так:

$$D = |\Delta u_g / \Delta u_a| \quad \text{или} \quad D = -\Delta u_g / \Delta u_a \quad \text{при} \quad i_k = \text{const.} \quad (17.18)$$

Если в уравнении (17.16), связывающем параметры, выразить  $\mu$  через  $D$ , то оно примет вид

$$DR_i S = 1. \quad (17.19)$$

Значение  $\mu$  (или  $D$ ) из характеристик находят по методу двух точек (рис. 17.7). Имея анодно-сеточные характеристики для напряжений  $U_{a1}$  и  $U_{a2}$  (рис. 17.7, а), берут точки  $A$  и  $B$  для одного и того же анодного тока. Отрезок  $AB$  выражает значение  $\Delta u_g$ , а соответствующее изменение анодного напряжения  $\Delta u_a = U_{a1} - U_{a2}$ . Разделив  $\Delta u_a$  на  $\Delta u_g$ , по-

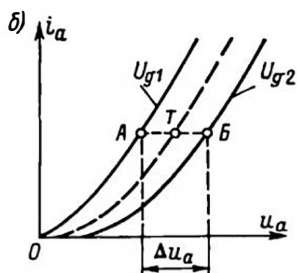
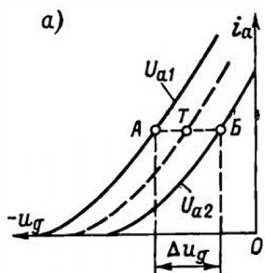


Рис. 17.7. Определение коэффициента усиления из характеристик

лучают  $\mu$ . Найденное значение  $\mu$  приближенно соответствует средней точке  $T$ .

На разных участках характеристик  $\mu$  изменяется мало, так как расстояние между характеристиками по горизонтали (отрезок  $AB$ ) почти постоянно. Таким образом, коэффициент усиления (или проницаемость) является наиболее постоянным параметром.

Для нахождения  $\mu$  из анодных характеристик точки  $A$  и  $B$  берутся при одном и том же токе на двух характеристиках — для  $U_{g1}$  и  $U_{g2}$  (рис. 17.7, б). Отрезок  $AB$  выражает изменение анодного напряжения  $\Delta u_a$ . Разделив  $\Delta u_a$  на  $\Delta u_g = U_{g1} - U_{g2}$ , получают значение  $\mu$ , которое близко к значению  $\mu$  для средней точки  $T$ .

Все сказанное о нахождении  $\mu$  из характеристик относится и к определению проницаемости  $D$ .

На рис. 17.8 показано определение всех параметров для заданной точки по анодным характеристикам. Через точку  $T$  проводим вертикальную и горизонтальную линии. По точкам пересечения этих линий с характеристиками определяем  $S$  (точки  $A$  и  $B$ ) и  $\mu$  (точки  $D$  и  $E$ ). Внутреннее сопротивление находим по точкам  $B$  и  $\Gamma$ . Аналогично определяются параметры по семейству анодно-сеточных характеристик.

Приводимые в справочниках параметры относятся к указанным там же напряжениям на электродах. Если лампа работает в ином режиме, т. е. с другими питающими напряжениями, то параметры изменяются (особенно  $S$  и  $R_i$ ). Поэтому часто приходится определять параметры для выбранного режима из характеристик. Из-за несовершенства

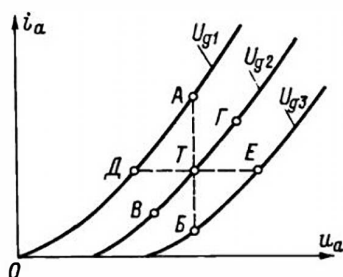


Рис. 17.8. Определение всех параметров для заданной точки

технологии производства неизбежен разброс параметров, т. е. различные экземпляры ламп данного типа имеют значения параметров, несколько отличающиеся от номинальных.

Поскольку участок сетка — катод подобен диоду, то иногда он используется как диод и тогда рассматривают параметры этой диодной части триода.

## ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

# РАБОЧИЙ РЕЖИМ ТРИОДА

## 18.1. ОСОБЕННОСТИ

*Рабочий режим (режим нагрузки или режим усиления)* по старой терминологии называли *динамическим*, а режим работы без нагрузки — *статическим* (рис. 18.1).

В режиме без нагрузки анодное напряжение лампы равно напряжению анодного источника  $E_a$ . Если в этом режиме напряжение сетки изменяется, то изменяется анодный ток, но анодное напряжение постоянно и равно  $E_a$ , а анодный ток является функцией только сеточного напряжения. Это позволяет проводить расчеты для данного режима с помощью обычных характеристик и параметров.

Но в большинстве случаев применяется рабочий режим, когда нагрузочное сопротивление соизмеримо с внутренним сопротивлением лампы. В рабочем режиме на нагрузке  $R_H$  получается падение напряжения  $u_R = i_a R_H$ , составляющее заметную часть  $E_a$ . Поэтому анодное напряжение

$$u_a = E_a - u_R \text{ или } u_a = E_a - i_a R_H. \quad (18.1)$$

Для упрощения считаем, что анодный источник не имеет внутреннего сопро-

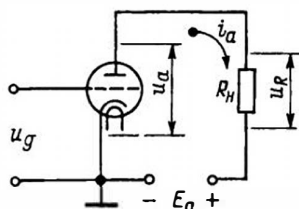


Рис. 18.1. Схема рабочего режима триода

тивления. Тогда его напряжение не изменяется при изменении тока.

Анодное напряжение в рабочем режиме не остается постоянным. Пусть, например, сеточное напряжение увеличивается и от этого возрастает анодный ток. Тогда увеличивается падение напряжения на нагрузке  $u_R$  и на столько же вольт уменьшается напряжение анода  $u_a$ , так как сумма этих напряжений равна  $E_a$ . При уменьшении напряжения сетки анодное напряжение возрастает.

Таким образом, в рабочем режиме анодное напряжение изменяется в противофазе с сеточным напряжением (при активной нагрузке). Если нагрузка имеет реактивный характер, то она создает дополнительный фазовый сдвиг.

Изменение анодного напряжения приводит к тому, что анодный ток в рабочем режиме изменяется в меньшей степени, нежели в режиме без нагрузки. Действительно, в режиме без нагрузки анодный ток изменяется только под действием сеточного напряжения, а в рабочем режиме изменение анодного напряжения действует навстречу изменению сеточного напряжения. Влияние сеточного напряжения частично компенсируется противодействующим влиянием анодного напряжения. Это явление называют *реакцией анода*. Конечно, полностью действие сеточного напряжения не компенсируется. Перевес всегда на стороне сетки, так как она действует сильнее, чем анод.

Особенность рабочего режима именно в том, что анодный ток изменяется в результате одновременного и противофазного изменения сеточного и

анодного напряжений:  $i_a = f(u_g, u_a)$ , причем само анодное напряжение зависит от сеточного.

## 18.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД С ТРИОДОМ

Основная схема рабочего режима — схема усилительного каскада с общим катодом (рис. 18.2), аналогичная каскаду с общим эмиттером для биполярного или с общим истоком для полевого транзистора.

К сетке лампы подводится переменное напряжение от источника усиливаемых колебаний ИК. Точки сеточной цепи, к которым подключен этот источник, являются *входом каскада*. Подобно усилительному каскаду с транзистором ламповый каскад усиливает мощность колебаний.

Рассмотрим усиление синусоидальных колебаний не очень высокой частоты, при которой допустимо пренебречь влиянием межэлектродных емкостей лампы.

Напряжение источника колебаний (рис. 18.3, а) выражается уравнением

$$u_{вх} = U_{мвх} \sin \omega t. \quad (18.2)$$

На сетку подается также постоянное отрицательное напряжение  $E_g$ , называемое *напряжением сеточного смещения* (сеточным смещением, напряжением смещения или просто смещением). Оно «смещает» («сдвигает») работу лампы в область отрицательных сеточных напряжений для устранения сеточного тока. Этот ток вызывает искажения усиленных колебаний и нагружает источник колебаний, за счет чего переменное напряжение сетки уменьшается. Если напряжение смещения  $E_g$  по абсолют-

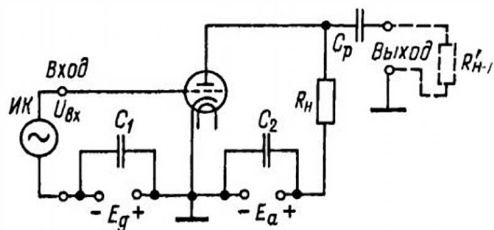


Рис. 18.2. Схема усилительного каскада

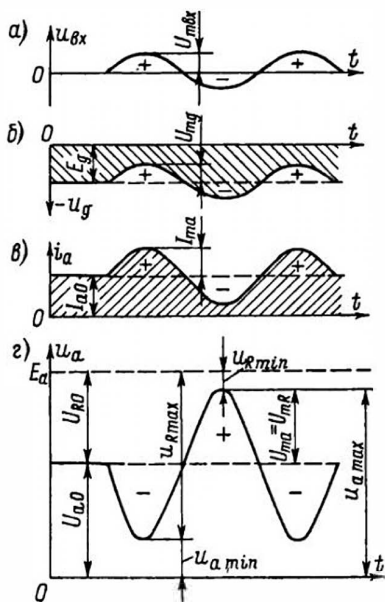


Рис. 18.3. Работа усилительного каскада с триодом

ному значению не меньше амплитуды усиливаемого напряжения  $U_{мвх}$ , т. е.  $|E_g| \geq U_{мвх}$ , то сеточное напряжение все время отрицательно и сеточного тока не будет.

Результирующее напряжение сетки получается пульсирующим (рис. 18.3, б) и соответствует уравнению

$$u_g = E_g + U_{мвх} \sin \omega t, \quad (18.3)$$

где  $U_{мвх} = U_{мвх}$ .

Под действием этого напряжения анодный ток пульсирует. Когда переменное напряжение отсутствует, каскад находится в *режиме покоя* и анодный ток имеет постоянное значение  $I_{a0}$  (ток покоя). Переменное напряжение вызывает изменение тока. Если работа происходит в пределах линейного участка анодно-сеточной характеристики, то анодный ток изменяется по закону изменения сеточного напряжения. В анодном токе появится синусоидальная переменная составляющая с амплитудой  $I_{ма}$  (рис. 18.3, в):

$$i_a = I_{a0} + I_{ма} \sin \omega t. \quad (18.4)$$

Ток создает на нагрузке  $R_n$  падение напряжения  $u_R = i_a R_n$ , и, следовательно,

изменения  $u_R$  повторяют изменения анодного тока. Поэтому график изменения тока может в другом масштабе изображать изменение  $u_R$ :

$$u_R = U_{R0} + U_{mR} \sin \omega t, \quad (18.5)$$

где

$$U_{R0} = I_{a0} R_H \text{ и } U_{mR} = U_{m\text{вых}} = I_{ma} R_H. \quad (18.6)$$

Анодное напряжение изменяется в противофазе с величинами  $u_g$  и  $i_a$  (рис. 18.3, з). В режиме покоя  $U_{a0} = E_a - U_{R0}$ . При усилении анодное напряжение изменяется по закону

$$u_a = U_{a0} - U_{ma} \sin \omega t. \quad (18.7)$$

Переменные напряжения на аноде и на нагрузке, определенные относительно катода, равны, т. е.  $U_{ma} = U_{mR}$ . Таким образом, выходным напряжением является переменное анодное напряжение и выходными зажимами — анод и катод. Если на выходе не должно быть постоянного напряжения, то между анодом и выходным зажимом включают разделительный конденсатор  $C_p$  (см. рис. 18.2). Через него передается усиленное переменное напряжение, но для постоянного напряжения он равносителен разрыву цепи. Емкость конденсатора выбирается такой, чтобы его сопротивление на низшей рабочей частоте было во много раз меньше сопротивления нагрузки  $R_H$ , подключенной к выходным зажимам. Тогда потеря переменного напряжения за счет конденсатора  $C_p$  ничтожна.

Анодный источник шунтируется конденсатором  $C_2$ , сопротивление которого на низшей рабочей частоте во много раз меньше  $R_H$ . Этим устраняется влияние внутреннего сопротивления анодного источника, так как можно считать, что на конденсаторе нет падения переменного напряжения. Часто конденсатор  $C_2$  не показывают, считая, что он есть в источнике напряжения  $E_a$  (например, конденсатор, сглаживающий пульсации в выпрямителе). Источник сеточного смещения также шунтирован конденсатором  $C_1$ .

В усилительных каскадах часто применяется *автоматическое смещение*, при

котором напряжение смещения заимствуется от источника  $E_a$ . В провод катода включен резистор  $R_K$ , называемый *катодным резистором* или *резистором автоматического смещения* и шунтированный конденсатором  $C_K$  (рис. 18.4, а). Постоянная составляющая катодного тока создает на резисторе  $R_K$  падение напряжения, которое является напряжением смещения:

$$E_g = I_{K0} R_K. \quad (18.8)$$

Это напряжение приложено плюсом к катоду, а минусом (через источник колебаний  $ИК$  или резистор  $R_g$ ) — к сетке. Из формулы (18.8) можно определить сопротивление резистора  $R_K$ . Например, если надо получить  $E_g = -4$  В при  $I_{K0} = 5$  мА, то  $R_K = E_g / I_{K0} = -4 : 5 = 0,8$  кОм = 800 Ом.

Конденсатор  $C_K$  имеет достаточно большую емкость и сглаживает пульсации напряжения на резисторе  $R_K$  от переменной составляющей катодного тока. Действие этого конденсатора аналогично действию конденсатора, сглаживающего пульсации в выпрямителе (см. гл. 3). Можно считать, что переменный катодный ток проходит через  $C_K$ , а через  $R_K$  протекает только постоянный ток.

Если источник колебаний не проводит постоянный ток или на нем есть постоян-

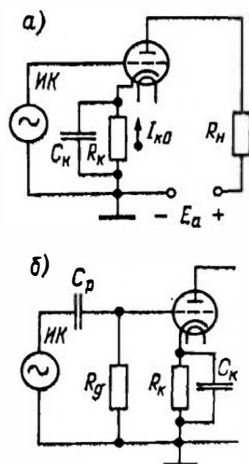


Рис. 18.4. Схемы с автоматическим смещением

ное напряжение, то применяют схему по рис. 18.4, б. В ней колебания подаются на сетку через разделительный конденсатор  $C_p$ , а напряжение смещения — через резистор  $R_g$  с большим (обычно сотни килоом и более) сопротивлением, для того чтобы входное сопротивление каскада было высоким. Этот резистор служит также для того, чтобы на сетке не накапливались в большом количестве электроны. Если резистора  $R_g$  нет, то цепь сетки разомкнута и попадающие на сетку электроны могут зарядить ее до такого отрицательного потенциала, что лампа запирается. А через резистор  $R_g$  заряд сетки стекает. Поэтому  $R_g$  иногда называют *сопротивлением утечки сетки*.

Резистор  $R_g$  должен иметь большое сопротивление, т. е.  $R_g \gg R_{ИК}$ . Но чрезмерно большое сопротивление  $R_g$  недопустимо. Если на сетку придет большой импульс положительного напряжения, например от помехи, то сетка притянет большое число электронов. На ней накапливается значительный отрицательный заряд. При очень большом сопротивлении  $R_g$  этот заряд стекает медленно и лампа будет некоторое время в запертом состоянии.

Выясним вредное влияние сеточного тока. Предположим, что усилительный каскад работает без отрицательного смещения сетки. Тогда при отрицательной полуволне переменного сеточного напряжения тока сетки нет, источник ИК работает вхолостую и напряжение сетки равно ЭДС этого источника. Но при положительной полуволне возникает сеточный ток, который создает на сопротивлении источника колебаний  $R_{ИК}$  падение напряжения. В этом случае источник работает с нагрузкой и напряжение сетки меньше его ЭДС. Для положительной полуволны амплитуда сеточного напряжения

$$U'_{mg} = E_{mg} - I_{g\max} R_{ИК}, \quad (18.9)$$

где  $E_{mg}$  — амплитуда ЭДС источника колебаний и  $I_{g\max}$  — максимальное значение сеточного тока.

Сопротивление  $R_{ИК}$  часто бывает значительным. Весьма заметно тогда и падение напряжения внутри источника.

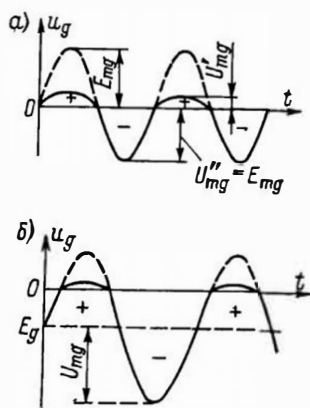


Рис. 18.5. Сеточное напряжение усилительного каскада для различных режимов цепи сетки

В результате переменное напряжение сетки станет несинусоидальным, т. е. возникнут искажения. Амплитуда у положительной полуволны будет меньше, чем у отрицательной (рис. 18.5, а). Чем больше амплитуда переменного сеточного напряжения, тем больше ток сетки и тем сильнее искажения. Они вызваны нелинейностью сопротивления  $R_{g-к}$  участка сетка — катод, который подобен диоду. При положительном напряжении сетки это сопротивление не более 1000 Ом, а при отрицательном стремится к бесконечности. Источник колебаний нагружен на такое нелинейное сопротивление, поэтому его напряжение искажается. Вследствие искажений напряжения сетки на выходе каскада будет искаженное усиленное напряжение.

Наибольшие искажения получаются в том случае, когда сопротивление  $R_{ИК}$  во много раз больше сопротивления  $R_{g-к}$ . Тогда при положительной полуволне напряжения источник колебаний работает в режиме короткого замыкания и напряжение сетки близко к нулю. Например, если  $R_{ИК} = 100$  кОм, а  $R_{g-к} = 1$  кОм, то при отрицательной полуволне напряжение сетки равно ЭДС источника, а при положительной полуволне оно составляет около 1% ЭДС, т. е. почти вся ЭДС теряется на  $R_{ИК}$ . Практически напряжение состоит из одних отрицательных полуволн (положительные полуволны срезаны).

Подобный режим применяется в ограничителях, но для усиления без искажений он недопустим.

Если сеточный ток устранен с помощью отрицательного напряжения смещения, то сопротивление участка сетка — катод очень велико и источник колебаний работает в режиме холостого хода в течение всего периода. Напряжение сетки все время равно ЭДС источника. Амплитуды обеих полуволн этого напряжения одинаковы и имеют наибольшие возможные значения. В этом случае участок сетка — катод не нагружает источник, т. е. не потребляет от него мощность. Следовательно, источник колебаний может иметь любую, даже малую мощность.

Таким образом, при работе усиленного каскада с отрицательным смещением, устраняющим сеточный ток, искажений за счет этого тока нет. Если же амплитуда переменного напряжения сетки больше сеточного смещения ( $U_{m\theta} > |E_{\theta}|$ ), то на некотором отрезке периода возникает сеточный ток, который создает искажение. Произойдет срез той части положительной полуволны переменного сеточного напряжения, которая «заходит» в положительную область (рис. 18.5, б).

Колебания анодного тока также искажаются (рис. 18.6). Верхняя часть положительной полуволны анодного тока будет срезана (*верхняя отсечка*). Если при этом часть отрицательной полуволны сеточного напряжения запирает лампу, то появляется и *нижняя отсечка* анодного тока. Колебания анодного тока могут стать трапецеидальными вместо синусоидальных.

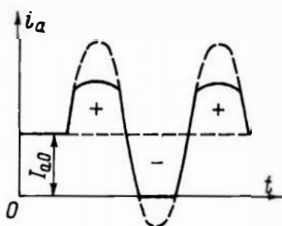


Рис. 18.6. Искажения анодного тока при верхней и нижней отсечке

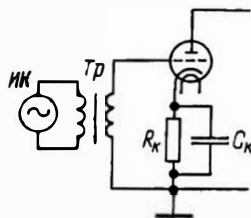


Рис. 18.7. Подача входного напряжения через трансформатор

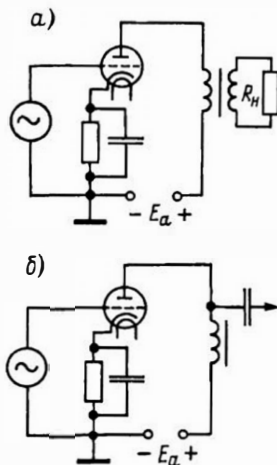


Рис. 18.8. Трансформаторный (а) и дроссельный (б) усилительный каскад

Если в источнике колебаний имеется постоянное напряжение, то оно не должно попадать на сетку лампы. Тогда усиливаемое напряжение подают через трансформатор (рис. 18.7) или разделительный конденсатор (см. рис. 18.4, б). Напряжение смещения подводится к сетке через вторичную обмотку трансформатора или сеточный резистор  $R_{\theta}$ , имеющий сопротивление от сотен килоом до единиц мегаом.

Ламповые усилительные каскады могут применяться для усиления колебаний различных частот. Для низких частот обычно применяются резистивные каскады (см. рис. 18.4, а), а также трансформаторные и реже дроссельные (рис. 18.8).

Усилители радиочастоты, как правило, бывают резонансными, т. е. на-



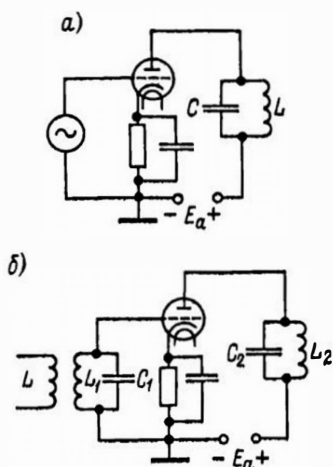


Рис. 18.9. Резонансные усилительные каскады

грузкой в анодной цепи служит резонансный контур. Входная часть таких каскадов выполняется по любой из рассмотренных схем, т. е. источник колебаний может быть подключен к лампе непосредственно (рис. 18.9, а), через трансформатор (см. рис. 18.7) или конденсатор (см. рис. 18.4, б). Часто в цепь сетки также включается резонансный контур (рис. 18.9, б).

### 18.3. ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Важнейший параметр — коэффициент усиления каскада

$$K = U_{m\text{вых}}/U_{m\text{вх}} = U_{mR}/U_{mg}. \quad (18.10)$$

Точнее  $K$  надо называть коэффициентом усиления каскада по напряжению, но принято слова «по напряжению» опускать.

Усиление переменного тока оценивается коэффициентом усиления каскада по току  $K_i$ , который равен отношению амплитуд выходного и входного тока:

$$K_i = I_{m\text{вых}}/I_{m\text{вх}} = I_{ma}/I_{mg}. \quad (18.11)$$

Если каскад работает на низких частотах и устранен сеточный ток, то входной ток ничтожно мал и  $K_i$  может составлять много тысяч или миллионов,

т. е. во много раз превышает значение  $K_i$  для каскадов с биполярными транзисторами.

Усиленное напряжение на выходе каскада определяется по формуле

$$U_{m\text{вых}} = U_{mR} = U_{ma} = I_{ma}R_H$$

или  $U_{mR} = KU_{mg}$  (18.12)

Результат работы усилительного каскада характеризуется также его полезной или выходной мощностью  $P_{\text{вых}}$ , т. е. мощностью переменного тока в нагрузке:

$$P_{\text{вых}} = 0,5I_{ma}U_{mR} = 0,5I_{ma}^2R_H = 0,5U_{mR}^2/R_H. \quad (18.13)$$

Параметром усилительного каскада является также его коэффициент полезного действия. Принято рассматривать КПД по анодной цепи, равный отношению полезной мощности  $P_{\text{вых}}$  к мощности постоянного тока  $P_0$ , подводимой от источника напряжения  $E_a$ :

$$\eta = P_{\text{вых}}/P_0. \quad (18.14)$$

Мощность  $P_0$  есть произведение ЭДС источника  $E_2$  на постоянную составляющую анодного тока  $I_{a,\text{cp}}$ :

$$P_0 = I_{a,\text{cp}}E_a. \quad (18.15)$$

Таким образом, КПД показывает, какая часть мощности, затраченной анодным источником, превращается в полезную мощность усиленных колебаний. Разность  $P_0$  и  $P_{\text{вых}}$  есть мощность потерь:

$$P_{\text{пот}} = P_0 - P_{\text{вых}}. \quad (18.16)$$

В резистивном каскаде мощность потерь складывается из мощности  $P_a$ , выделяемой на аноде, и мощности постоянного тока, теряемой в нагрузочном резисторе,  $P_{R0}$ . У резистивного каскада КПД всегда мал, но подобные каскады применяются в качестве маломощных усилителей и их низкий КПД не играет роли. При большой мощности важно иметь высокий КПД. Мощные усилительные каскады низкой частоты по трансформаторной схеме или каскады усиления радиочастоты с резонансным контуром в режимах работы с малыми искажениями имеют КПД до 45%. У

таких каскадов КПД более высок, в частности, потому, что сопротивление постоянному току первичной обмотки трансформатора или катушки колебательного контура невелико и потери мощности в них незначительны. Для этих каскадов потерянная мощность приблизительно равна мощности, выделяемой на аноде:

$$P_{\text{пот}} \approx P_a = P_0 - P_{\text{вых}}. \quad (18.17)$$

В этом случае при отсутствии переменного напряжения сетки, когда  $P_{\text{вых}} = 0$ , вся мощность  $P_0$  равна  $P_a$ , т. е. выделяется на аноде. Может произойти перегрев анода и выход лампы из строя.

В мощных каскадах, когда допускаются значительные искажения, КПД достигает 70–80%.

Повышению КПД способствует отрицательное сеточное смещение. Оно уменьшает постоянную составляющую анодного тока, а следовательно, и подводимую мощность  $P_0$ .

Не следует смешивать КПД каскада с коэффициентом усиления каскада по мощности  $K_p$ :

$$K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}, \quad (18.18)$$

где входная мощность  $P_{\text{вх}}$  может быть определена по формуле

$$P_{\text{вх}} = 0,5 I_{\text{мвх}} U_{\text{мвх}}. \quad (18.19)$$

Поэтому

$$K_p = \frac{0,5 I_{\text{мвых}} U_{\text{мвых}}}{0,5 I_{\text{мвх}} U_{\text{мвх}}} = K_i K. \quad (18.20)$$

Расчет мощности  $P_{\text{вх}}$  представляет значительные трудности. Поэтому обычно пользуются только коэффициентом усиления каскада по напряжению  $K$ . Для каскада усиления низкой частоты, работающего с отрицательным сеточным смещением, мощность  $P_{\text{вх}}$  ничтожно мала, так как весьма мал ток сетки. Если при этом имеется резистор  $R_g$  (см. рис. 18.4, б), то  $P_{\text{вх}}$  определяется потерями в нем:

$$P_{\text{вх}} = U_{\text{мг}}^2 / (2R_g). \quad (18.21)$$

Так как сопротивление  $R_g$  обычно велико, то мощность будет ничтожной.

Например, при  $U_{\text{мг}} = 2$  В и  $R_g = 1$  МОм получаем

$$P_{\text{вх}} = 2^2 / (2 \cdot 10^6) = 2 \cdot 10^{-6} \text{ Вт} = 2 \text{ мкВт}.$$

Значение  $K_p$  в усилителях, работающих без сеточных токов, может достигать сотен тысяч и более. У каскадов с биполярными транзисторами  $K_p$  всегда меньше из-за больших входных токов. При работе усилителя с сеточными токами мощность  $P_{\text{вх}}$  значительно увеличивается и коэффициент  $K_p$  резко уменьшается.

Один из важных параметров усиленного каскада — его *входное сопротивление*  $R_{\text{вх}}$ , которое каскад оказывает источнику колебаний. Оно имеет активную и реактивную составляющую. Последняя является сопротивлением входной емкости лампы (см. § 18.7). На низких частотах это реактивное сопротивление очень велико, а поскольку активное и реактивное соединены параллельно, то допустимо считать входное сопротивление чисто активным.

При отсутствии тока сетки и на низких частотах это сопротивление может быть очень большим (мегаомы). Тогда источник колебаний работает в режиме, близком к холостому ходу, и напряжение у него наибольшее, почти равное ЭДС. Если имеется резистор  $R_g$  (см. рис. 18.4, б), то входное сопротивление определяется сопротивлением  $R_g$ . Сеточный ток уменьшает входное сопротивление до нескольких килоом или сотен ом.

Для расчета работы лампы в усиленном каскаде применяются два метода: аналитический и графоаналитический.

*Аналитический метод* позволяет осуществить расчеты с помощью простых формул, содержащих параметры лампы, определяемые из характеристик для выбранного режима. Для расчета режима колебаний с большими амплитудами этот метод недостаточно точен, так как не учитывает нелинейность лампы. Формулы аналитического расчета непригодны для расчета постоянных составляющих тока и напряжения.

*Графоаналитический метод* заключается в использовании *рабочих характеристик*. Они строятся с помощью стати-

ческих характеристик и учитывают нелинейные свойства лампы. Такой метод наиболее точен, позволяет рассчитать не только переменные, но и постоянные составляющие. Однако он непригоден для расчета режима колебаний с малыми амплитудами.

## 18.4. АНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Приращение анодного тока  $\Delta i_a$  можно представить в виде двух приращений:  $\Delta i'_a$  — под влиянием изменения напряжения  $\Delta u_g$  без учета реакции анода и  $\Delta i''_a$  — вследствие изменения анодного напряжения на  $\Delta u_a$ .

Из формулы, определяющей крутизну  $S$ , следует

$$\Delta i'_a = S \Delta u_g, \quad (18.22)$$

а из формулы, определяющей  $R_i$ , —

$$\Delta i''_a = \Delta u_a / R_i. \quad (18.23)$$

Полное приращение тока

$$\Delta i_a = \Delta i'_a + \Delta i''_a \quad (18.24)$$

или

$$\Delta i_a = S \Delta u_g + \Delta u_a / R_i. \quad (18.25)$$

Уравнение (18.25) называют *основным уравнением лампы*. Из него, в частности, получается формула, связывающая параметры. Действительно, если  $\Delta i_a = 0$ , что соответствует  $i_a = \text{const}$ , то получим  $SR_i = -\Delta u_a / \Delta u_g = \mu$ .

Приведем уравнение (18.25) к более удобному виду. Изменение напряжения анода всегда равно, но противоположно по знаку изменению напряжения на нагрузке  $R_n$ :

$$\Delta u_a = -\Delta u_{R_n}, \quad (18.26)$$

а  $\Delta u_{R_n}$  по закону Ома равно  $R_n \Delta i_a$ ; следовательно,

$$\Delta u_a = -R_n \Delta i_a. \quad (18.27)$$

Подставим это выражение в формулу (18.25):

$$\Delta i_a = S \Delta u_g - R_n \Delta i_a / R_i. \quad (18.28)$$

Решение этого уравнения относительно  $\Delta i_a$  дает

$$\Delta i_a = SR_i \Delta u_g / (R_i + R_n) \quad (18.29)$$

или

$$\Delta i_a = \mu \Delta u_g / (R_i + R_n). \quad (18.30)$$

Формула (18.30) выражает закон Ома для переменного анодного тока. Числитель  $\mu \Delta u_g$  характеризует переменную ЭДС, действующую в анодной цепи, а знаменатель  $R_i + R_n$  есть полное сопротивление анодной цепи для переменного тока. Отсюда следует, что лампа действует в анодной цепи как генератор переменной ЭДС, равной  $\mu \Delta u_g$ . Конечно, лампа работает как генератор, при условии что ее анодная цепь питается от источника постоянной ЭДС и на сетку подано переменное напряжение.

Анодная цепь триода для переменного тока может быть представлена эквивалентной схемой (рис. 18.10, а). В ней анодный источник отсутствует, так как его сопротивление для переменной составляющей считаем равным нулю. Иногда генератор считают идеальным, а внутреннее сопротивление  $R_i$  показывают в виде включенного последовательно резистора (рис. 18.10, б). Генератором переменной ЭДС является именно лампа. Источник анодного питания дает постоянную ЭДС  $E_a$ . Он служит для питания анодной цепи постоянным током. Нагрузка  $R_n$  здесь потребитель энергии, а не генератор. И только внутри лампы под действием изменения сеточного напряжения  $\Delta u_g$  изменяется

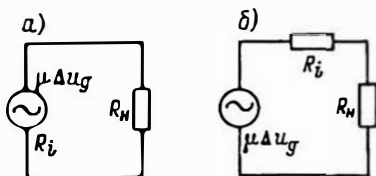


Рис. 18.10. Эквивалентная схема анодной цепи для переменной составляющей анодного тока с заменой триода генератором ЭДС

<sup>1</sup> Этот результат можно получить также, если определить  $\Delta u_a$  из уравнения  $u_a = E_a - i_a R_n$ .

анодный ток, т. е. в нем появляется переменная составляющая.

Представление о лампе как генераторе переменной ЭДС ввели независимо друг от друга М. А. Бонч-Бруевич и Г. Г. Баркгаузен. Формула (18.30) и вытекающая из нее эквивалентная схема оказались чрезвычайно удобными для расчетов. Теория электронно-ламповых схем и многих радиотехнических устройств в значительной степени развивалась на этих представлениях. Однако высказывались мнения о том, что лампу нельзя считать генератором. Сторонники такой точки зрения забывали, что генератор есть преобразователь энергии. Он потребляет энергию одного вида, а сам генерирует энергию другого вида. В данном случае к лампе подводится энергия постоянного тока, которая частично преобразуется с помощью лампы в энергию переменного тока. Именно в лампе возникает переменная ЭДС, создающая переменный анодный ток.

Противники теории Бонч-Бруевича — Баркгаузена рассматривали лампу как переменный резистор и предлагали иную эквивалентную схему (рис. 18.11). Эта схема также физически правильна и пригодна не только для переменной, но и для постоянной составляющей анодного тока. Если напряжение сетки постоянно, то лампа имеет определенное сопротивление постоянному току  $R_0$  и анодный ток

$$I_{a0} = E_a / (R_0 + R_n). \quad (18.31)$$

При изменении сеточного напряжения изменяется сопротивление  $R_0$  и анодный ток. В нем появляется переменная составляющая. Однако эквивалентная схема на рис. 18.11 для практических расчетов оказалась неудобной.

Эквивалентная схема для переменного анодного тока, в которой лампа

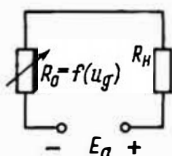


Рис. 18.11. Эквивалентная схема анодной цепи с заменой триода переменным резистором

заменена генератором, проста и удобна. Формула закона Ома (18.30) дает линейную зависимость анодного тока от сеточного напряжения. При синусоидальном изменении сеточного напряжения получается синусоидальное изменение анодного тока. Эта эквивалентная схема широко применяется, хотя она и непригодна в расчетах для постоянного анодного тока.

Расчет по формуле (18.30) дает точные результаты только при работе лампы на линейных участках характеристик, для которых  $\mu$  и  $R_i$  постоянны. На нелинейных участках характеристик  $\mu$  и  $R_i$  сами являются функциями сеточного напряжения. Если в этом случае в формулу (18.30) подставить средние для данных участков значения  $\mu$  и  $R_i$ , то расчет будет приближенным. Погрешность тем меньше, чем меньше изменение сеточного напряжения  $\Delta u_g$ . Эту формулу применяют и для амплитудных значений:

$$I_{ma} = \mu U_{mg} / (R_i + R_n). \quad (18.32)$$

Если найдена амплитуда переменной составляющей анодного тока, то легко определить выходное напряжение и выходную мощность.

Иногда лампу удобно представить в виде эквивалентного генератора тока. Всякий генератор ЭДС  $E$ , обладающий внутренним сопротивлением  $R_i$ , можно заменить эквивалентным генератором тока, создающим ток  $E/R_i$ , причем внутреннее сопротивление  $R_i$  следует считать включенным параллельно нагрузке. Эквивалентная схема с заменой лампы генератором тока представлена на рис. 18.12. В ней переменный ток  $\Delta i_a$  по-прежнему проходит через  $R_n$ , а ток генератора  $S \Delta u_g$  представляет собой ток короткого замыкания, т. е. ток в режиме без нагрузки. Действительно, из формулы (18.30) следует, что при  $R_n = 0$  изменение тока равно  $\mu \Delta u_g / R_i = S \Delta u_g$ . Докажем справедливость использования схемы с эквивалентным генератором тока. Умножим обе части равенства (18.29) на  $R_n$ :

$$R_n \Delta i_a = S \Delta u_g R_i R_n / (R_i + R_n). \quad (18.33)$$

Произведение  $R_n$  на  $\Delta i_a$  есть напряжение  $\Delta u_R$ , а правая часть равенства

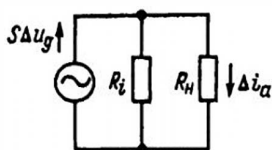


Рис. 18.12. Эквивалентная схема анодной цепи для переменной составляющей анодного тока с заменой триода генератором тока

показывает, что  $\Delta u_R$  можно получить, если умножить ток  $S\Delta u_g$  на общее сопротивление параллельно соединенных резисторов  $R_i$  и  $R_n$ . Схема с генератором тока особенно удобна в тех случаях, когда нагрузка состоит из параллельно включенных ветвей.

Рассмотрим теперь зависимость коэффициента усиления каскада от параметров лампы и сопротивления нагрузки. Коэффициент усиления каскада

$$K = \Delta u_R / \Delta u_g. \quad (18.34)$$

В формуле (18.34) изменение напряжения  $\Delta u_R$  является результатом изменения сеточного напряжения  $\Delta u_g$ . Иначе говоря, коэффициент  $K$  показывает, во сколько раз усиливается переменное напряжение, поданное на вход лампы.

Так как  $\Delta u_R = R_n \Delta i_a$ , то

$$K = R_n \Delta i_a / \Delta u_g. \quad (18.35)$$

Если в выражение (18.35) подставить значение  $\Delta i_a$  из формулы (18.30), а затем сократить на  $\Delta u_g$ , то получим важную формулу

$$K = \mu R_n / (R_i + R_n). \quad (18.36)$$

Формула (18.36) широко применяется в радиотехнике и электронике. Зная параметры лампы и нагрузочное сопротивление, по этой формуле рассчитывают усиление напряжения. Нередко решают обратную задачу, т. е. определяют значение  $R_n$ , при котором лампа с данными параметрами обеспечивает необходимое усиление. Из формулы (18.36) видно, что  $K < \mu$ , так как  $\mu$  умножается на дробь, которая меньше единицы. Это означает, что невозможно использовать полностью переменную ЭДС  $\mu \Delta u_g$ . Часть этой ЭДС теряется на внутреннем сопротивлении лампы. Чем больше  $R_n$

по сравнению с  $R_i$ , тем большую долю переменной ЭДС составляет  $\Delta u_R$  и тем ближе значение  $K$  к значению  $\mu$ .

**Пример.** Пусть лампа имеет параметры  $\mu = 10$  и  $R_i = 10$  кОм, а  $R_n = 40$  кОм. Тогда по формуле (18.36) получаем

$$K = 10 \cdot 40 / (10 + 40) = 8, \text{ т. е. } K < \mu.$$

Если в данном случае на сетку подано переменное напряжение  $\Delta u_g = 2$  В, то в анодной цепи действует переменная ЭДС  $\mu \Delta u_g = 10 \cdot 2 = 20$  В. Она распределяется между  $R_n$  и  $R_i$ . На долю  $R_n$  придется 16 В, т. е.  $K = 16/2 = 8$ .

Предположим, что  $R_n \rightarrow \infty$ . Тогда из формулы (18.36) получим  $K \rightarrow \mu$ <sup>1</sup>. Практически это неосуществимо, так как при  $R_n = \infty$  анодная цепь разорвана.

С ростом сопротивления  $R_n$  коэффициент  $K$  растет сначала быстро, а затем медленнее, приближаясь к  $\mu$ . Практически для триодов чаще всего выбирают

$$R_n = (1 \div 4) R_i, \quad (18.37)$$

и тогда можно получить  $K = (0,5 \div 0,8) \mu$ .

Дальнейшее увеличение  $R_n$  не дает значительного роста усиления. Надо еще учесть, что на резисторе  $R_n$  теряется часть постоянного напряжения анодного источника. При значительном увеличении  $R_n$  уменьшится анодное напряжение и лампа станет работать на нижних участках характеристик, где значение  $\mu$  снижается, а  $R_i$  повышается. Это приводит к уменьшению  $K$ .

## 18.5. ГРАФОАНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ РЕЖИМА УСИЛЕНИЯ

При графоаналитическом расчете пользуются *рабочими характеристиками*, которые могут быть построены в семействе статических характеристик, если заданы напряжение анодного ис-

<sup>1</sup> Так как при подстановке в формулу (18.36) получается неопределенность  $\infty/\infty$ , то сначала надо числитель и знаменатель разделить на  $R_n$ .

точника  $E_a$  и сопротивление нагрузки  $R_n$ . Проще и точнее расчет с помощью анодной рабочей характеристики, называемой иначе *линией нагрузки*. Для ее построения необходимо иметь семейство анодных характеристик (рис. 18.13). Линия нагрузки соответствует уравнению  $u_a = E_a - i_a R_n$ . В системе координат  $i_a, u_a$  это уравнение выражается прямой линией, которую удобно строить по двум точкам. Пусть  $i_a = 0$ , тогда получим  $u_a = E_a$  (точка  $M$ ). Эта точка соответствует запуску лампы отрицательным сеточным напряжением. Если лампа заперта и анодный ток равен нулю, то нет падения напряжения на резисторе  $R_n$  и все напряжение  $E_a$  приложено к лампе.

Для второй точки положим  $u_a = 0$ . Тогда получим  $i_a = E_a / R_n$ . Нанесем эту точку ( $N$ ) на график. Через точки  $M$  и  $N$  проводим прямую линию, которая и является линией нагрузки. Заметим, что точка  $N$  не соответствует реальному режиму лампы. При  $u_a = 0$  анодный ток не может быть максимальным.

С помощью линии нагрузки можно определить анодный ток и анодное напряжение при любом напряжении сетки. Для примера на рис. 18.13 показано, что при сеточном напряжении  $U_{g3}$  значения  $i_a$  и  $u_a$  определяются точкой  $B$ . Отрезок, дополняющий  $u_a$  до  $E_a$ , выражает падение напряжения  $u_R$  на нагрузке.

Чем больше  $R_n$ , тем более полого идет линия нагрузки. Если  $R_n = 0$ , то она превращается в вертикальную пря-

мую (линия  $MB'$ ). Это соответствует режиму без нагрузки, когда  $u_a = E_a = \text{const}$ . Видно, что в режиме без нагрузки при сеточном напряжении  $U_{g3}$  анодный ток определяется точкой  $B'$ , а в режиме нагрузки он меньше (точка  $B$ ), так как анодное напряжение уменьшается на значение  $u_R$ . При  $R_n = \infty$  линия нагрузки совпадает с осью абсцисс и при любых напряжениях анодный ток равен нулю.

Для расчета надо еще знать сеточное смещение  $E_g$  и амплитуду переменного напряжения сетки  $U_{mg}$ . Они могут быть заданы или выбраны. Например, если необходимо усиление с малыми искажениями, то  $E_g$  и  $U_{mg}$  должны быть такими, чтобы лампа работала без сеточного тока. На рис. 18.14 показано построение для более общего случая усиления с некоторыми искажениями за счет нелинейного участка характеристик. Смещение  $E_g$  определяет рабочую точку  $T$ , анодное напряжение в режиме покоя  $U_{a0}$  и анодный ток покоя  $I_{a0}$ .

Далее определяют мощность, выделяемую на аноде в режиме покоя ( $P_{a0}$ ), и проверяют, не превышает ли она максимальное допустимое значение:

$$P_{a0} = I_{a0} U_{a0} \leq P_{a\max}. \quad (18.38)$$

Полная мощность, даваемая источником анодного питания,  $P_0 = E_a I_{a0}$ , а мощность постоянного тока в нагрузке  $P_{R0} = I_{a0} U_{R0}$  или  $P_{R0} = P_0 - P_{a0}$ . (18.39)

Для примера на рис. 18.14 взято  $U_{mg} = |E_g|$ . Амплитуды положительной и отрицательной полуволны сеточного напряжения соответствуют максимальному и минимальному сеточному напряжению (в данном случае нулю и  $U_{g5}$ ), которые определяют конечные точки рабочего участка  $A$  и  $B$ . Эти точки соответствуют максимальному и минимальному значению пульсирующего анодного тока  $i_{a\max}$  и  $i_{a\min}$ . График анодного тока построен справа.

При усилении без искажений

$$I'_{ma} = I''_{ma} = I_{ma} \text{ и } I_{a.cp} = I_{a0}. \quad (18.40)$$

Если же работа происходит в области нелинейных участков характеристик, то положительная полуволна

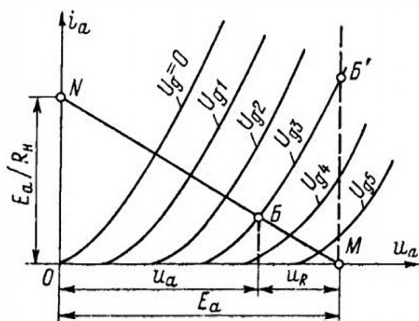


Рис. 18.13. Построение анодной рабочей характеристики (линии нагрузки)

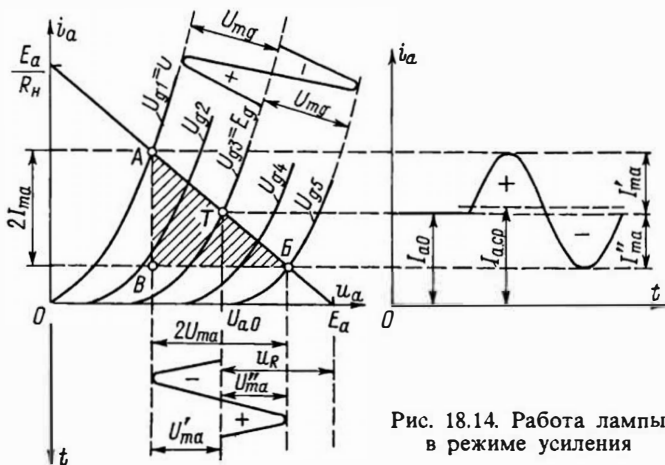


Рис. 18.14. Работа лампы в режиме усиления

усиливается больше, чем отрицательная:  
 $I'_{ma} > I''_{ma}$ .

В этом случае амплитуда полезной первой гармоники

$$I_{ma} \approx 0,5(I'_{ma} + I''_{ma}) \quad (18.41)$$

или

$$I_{ma} \approx 0,5(i_{a\max} - i_{a\min}). \quad (18.42)$$

Амплитуда второй гармоники

$$I_{ma2} \approx 0,25(I'_{ma} - I''_{ma}) \quad (18.43)$$

или

$$I_{ma2} \approx 0,25(i_{a\max} + i_{a\min} - 2I_{a0}). \quad (18.44)$$

Коэффициент гармоник приближенно можно определить, учитывая только вторую гармонику:

$$k_r = I_{ma2}/I_{ma}. \quad (18.45)$$

Вследствие того что положительная полуволна больше отрицательной, постоянная составляющая анодного тока  $I_{a,ср}$  становится больше тока покоя  $I_{a0}$ . Приращение постоянного анодного тока  $\Delta I_a$  численно равно амплитуде второй гармоники. Отсюда следует, что

$$I_{a,ср} = I_{a0} + \Delta I_a = 0,25(i_{a\max} + i_{a\min} + 2I_{a0}). \quad (18.46)$$

Далее можно рассчитать следующие величины:

усиленное (выходное) напряжение

$$U_{m\text{вых}} = U_{mR} = U_{ma} = I_{ma}R_n; \quad (18.47)$$

коэффициент усиления каскада

$$K = U_{ma}/U_{mg}; \quad (18.48)$$

полезную (выходную) мощность

$$P_{\text{вых}} = 0,5I_{ma}U_{ma}; \quad (18.49)$$

мощность, подводимую от анодного источника,

$$P_{0\text{ср}} = I_{a\text{ср}}E_a; \quad (18.50)$$

коэффициент полезного действия каскада (по анодной цепи)

$$\eta = P_{\text{вых}}/P_{0\text{ср}}. \quad (18.51)$$

Под семейством характеристик на рис. 18.14 дан график изменения анодного напряжения. Он показывает фазовый сдвиг на  $180^\circ$  между переменными напряжениями сетки и анода. Амплитуды полуволн переменного анодного напряжения  $U'_{ma}$  и  $U''_{ma}$  получаются неодинаковыми за счет нелинейности лампы. Полезная мощность характеризуется прямоугольным треугольником  $ABB'$ , у которого гипотенузой является рабочий участок  $AB$ . Катеты в соответствующем масштабе равны удвоенным значениям амплитуд ( $2I_{ma}$  и  $2U_{ma}$ ).

Если в анодную цепь лампы в качестве нагрузки включен резонансный контур или трансформатор, то построение рабочих характеристик надо делать иначе, в соответствии с тем как это рассмотрено для транзисторных каскадов с подобными видами нагрузок (см. § 6.1).

## 18.6. ГЕНЕРАТОР С ТРИОДОМ

Схема простейшего триодного генератора синусоидальных колебаний с индуктивной обратной связью изображена на рис. 18.15. Подобный генератор является усилителем собственных колебаний, возникающих в колебательном контуре.

При включении анодного источника в контуре  $LC$  возникают свободные колебания. Через катушку обратной связи  $L_1$  переменное напряжение от контура подводится к сетке и усиливается лампой. Усиленное напряжение создается на контуре  $LC$  и поддерживает возникшие там колебания, если обратная связь положительная. Для того чтобы колебания стали незатухающими, т. е. для самовозбуждения, должны быть выполнены два условия. Во-первых, катушка обратной связи должна быть включена так, чтобы переменные напряжения на аноде и на сетке были сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . А во-вторых, коэффициент обратной связи  $K_{о.с.}$ , равный отношению переменных напряжений на сетке и на контуре, должен быть не меньше обратного значения коэффициента усиления каскада  $K$ :

$$K_{о.с.} \geq 1/K. \quad (18.52)$$

Заменив здесь  $K$  по формуле (18.36), получим

$$K_{о.с.} \geq (R_n + R_i)/(\mu R_n) = 1/\mu + 1/(SR_n), \quad (18.53)$$

где  $R_n$  — сопротивление нагрузки (резонансное сопротивление контура).

Чем больше  $K$  или чем больше  $\mu$ ,  $S$  и  $R_i$ , тем меньше может быть значение  $K_{о.с.}$ , требуемое для самовозбуждения.

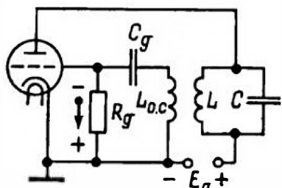


Рис. 18.15. Триодный генератор с индуктивной обратной связью

Элементы  $R_g$  и  $C_g$  служат для создания на сетке автоматического напряжения смещения за счет сеточного тока. Пока колебаний нет, сеточный ток отсутствует и смещение не возникает. А когда на сетку поступает переменное напряжение, то его положительные полуволны вызывают пульсирующий сеточный ток. Его постоянная составляющая создает на резисторе  $R_g$  падение напряжения, которое и является напряжением смещения. Конденсатор  $C_g$  сглаживает пульсации этого напряжения.

## 18.7. МЕЖЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ

На работу триода вредное влияние оказывают межэлектродные емкости. Влияют они тем сильнее, чем выше частота.

Триод имеет три емкости, которые на схемах иногда показывают символами конденсаторов (рис. 18.16). Емкость сетка — катод  $C_{g-k}$  называют *входной*

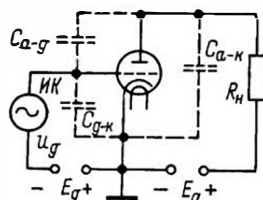


Рис. 18.16. Межэлектродные емкости триода

( $C_{вх}$ ), емкость анод — катод  $C_{a-k}$  — выходной ( $C_{вых}$ ) и емкость анод — сетка  $C_{a-g}$  — проходной ( $C_{пр}$ ). Они у ламп малой и средней мощности составляют единицы пикофард. Значения этих емкостей, приводимые в справочниках, включают в себя емкости не только между электродами, но и между выводами.

Рассмотрим влияние каждой межэлектродной емкости.

При достаточном сеточном смещении, казалось бы, не должно быть сеточного тока. Однако за счет входной емкости  $C_{g-k}$  в цепи сетки существует емкостный ток, т. е. входная емкость нагружает источник колебаний ИК. Этот ток создает падение напряжения на



внутреннем сопротивлении источника колебаний  $R_{ИК}$ . В результате уменьшается переменное напряжение на зажимах ИК, переменный анодный ток, усиленное переменное напряжение и выходная мощность. Чем выше частота, тем меньше сопротивление входной емкости, тем больше емкостный сеточный ток и потеря напряжения на  $R_{ИК}$ .

Это явление незаметно на низких частотах, но на высоких частотах оно может значительно снизить эффективность работы усилительного каскада. Пусть, например,  $R_{ИК} = 100$  кОм и  $C_{g-k} = 10$  пФ. Тогда на частоте 500 Гц сопротивление  $1/(\omega C_{g-k}) = 32$  МОм, что равносильно разрыву цепи. Но если повысить частоту до 5 МГц, т. е. в  $10^4$  раз, то сопротивление входной емкости станет равным 3,2 кОм. Оно будет сильно нагружать источник колебаний, и его напряжение резко понизится.

Действие выходной емкости состоит в том, что она шунтирует нагрузку каскада. Полное сопротивление нагрузки  $Z_n$  станет меньше  $R_n$ , и это приведет к понижению коэффициента усиления каскада.

На высоких частотах емкость  $C_{a-k}$  вызывает также фазовый сдвиг выходного напряжения. При усилении звуковых колебаний это не имеет значения, но для телевизионных сигналов и в ряде других случаев фазовый сдвиг недопустим.

В каскадах, имеющих в качестве нагрузки колебательный контур (в усилителях радиочастоты и генераторах), емкость  $C_{a-k}$  входит в состав контура и добавляется к его емкости. При расчете контура емкость  $C_{a-k}$  учитывается. На весьма высоких частотах она может оказаться больше емкости контура. Построить такой контур невозможно. Если имеется резонансный контур в цепи сетки, то входная емкость добавляется к емкости этого контура.

При смене ламп из-за разброса их межэлектродных емкостей нарушается настройка контуров.

Наиболее вредное влияние оказывает проходная емкость  $C_{a-g}$ . Прежде всего, она нагружает источник колебаний. Емкостный ток  $I_m$  равен сумме емкостных

токов  $I_{m-g-k}$  и  $I_{m-a-g}$ , протекающих через емкости  $C_{g-k}$  и  $C_{a-g}$ :

$$I_m \approx I_{m-g-k} + I_{m-a-g}, \quad (18.54)$$

Знак приближенного равенства стоит потому, что токи правильнее складывать геометрически, а не арифметически.

Выразим каждый ток по закону Ома:

$$I_{m-g-k} = U_{mg} \omega C_{g-k} \\ \text{и } I_{m-a-g} = U_{ma-g} \omega C_{a-g}, \quad (18.55)$$

где  $U_{ma-g}$  — амплитуда напряжения между анодом и сеткой.

Так как переменные напряжения сетки и анода  $U_{mg}$  и  $U_{ma}$  сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ , то напряжение  $U_{ma-g}$  равно их сумме:

$$U_{ma-g} = U_{mg} - (-U_{ma}) = U_{mg} + U_{ma}. \quad (18.56)$$

Вынесем в этом выражении за скобку  $U_{mg}$ . Тогда получим

$$U_{ma-g} = U_{mg} (1 + U_{ma}/U_{mg}) = U_{mg} (1 + K). \quad (18.57)$$

Отсюда следует

$$I_m = U_{mg} \omega C_{g-k} + U_{mg} \omega C_{a-g} (1 + K) = \\ = U_{mg} \omega [C_{g-k} + C_{a-g} (1 + K)]. \quad (18.58)$$

Выражение в квадратных скобках представляет собой входную рабочую емкость усилительного каскада с триодом:

$$C_{вх.раб} = C_{g-k} + C_{a-g} (1 + K). \quad (18.59)$$

В режиме без нагрузки  $K = 0$  и входная емкость усилительного каскада

$$C_{вх} = C_{g-k} + C_{a-g}. \quad (18.60)$$

А в рабочем режиме входная емкость значительно больше, чем в режиме без нагрузки. Например, если  $C_{g-k} = 5$  пФ,  $C_{a-g} = 3$  пФ и  $K = 40$ , то в режиме без нагрузки  $C_{вх} = 5 + 3 = 8$  пФ, а в рабочем режиме  $C_{вх.раб} = 5 + 3 \cdot (1 + 40) = 5 + 123 = 128$  пФ, т. е. в 16 раз больше.

Второе вредное влияние емкости  $C_{a-g}$  заключается в том, что через нее от источника колебаний проходит переменный ток в анодную цепь. Поэтому емкость  $C_{a-g}$  и называли проходной.

В некоторых схемах источник колебаний работает непрерывно, а лампа запирается на определенные промежутки времени. Но через емкость  $C_{a-g}$  и при запертой лампе ток от источника ИК попадает в цепь нагрузки.

Особенно неприятно третье вредное явление — обратная связь между анодной и сеточной цепями через емкость  $C_{a-g}$ . Усиленные колебания через емкость  $C_{a-g}$  проникают из анодной цепи обратно в сеточную цепь. Переменный ток от лампы идет не только в цепь нагрузки, но через емкость  $C_{a-g}$  также и в цепь сетки. Этот ток создает на участке сетка — катод напряжение обратной связи.

Можно сказать, что выходное напряжение на участке анод — катод приложено к делителю, состоящему из емкости  $C_{a-g}$  и участка сетка — катод. Часть выходного напряжения, приходящая на этот участок, является напряжением обратной связи. С повышением частоты сопротивление емкости  $C_{a-g}$  уменьшается и обратная связь усиливается. Если обратная связь положительна, то она может привести к паразитной генерации колебаний и тогда нормальная работа каскада нарушится. Поэтому в усилителях радиочастоты используют не триоды, а тетроды или пентоды, в которых устраняется вредное влияние проходной емкости (см. гл. 19).

## 18.8. КАСКАДЫ С ОБЩЕЙ СЕТКОЙ И ОБЩИМ АНОДОМ

Кроме усилительного каскада с общим катодом, имеющего широкое применение, используют каскады с *общей сеткой* и *общим анодом*.

В усилительном каскаде с общей сеткой (рис. 18.17) усиление по току отсутствует ( $K_i = 1$ ), и поэтому  $K_p = K$ . Недостаток схемы — низкое входное сопротивление, так как входным током является катодный. Значение  $R_{вх}$  равно приблизительно  $1/S$ . Например, если  $S = 5$  мА/В, то  $R_{вх} \approx 1/5 = 0,2$  кОм. Управляющая сетка одновременно работает как экранирующая. За счет

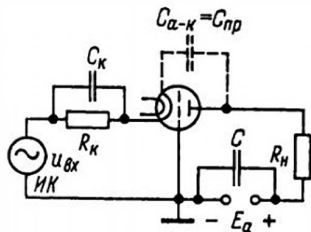


Рис. 18.17. Усилительный каскад с общей сеткой

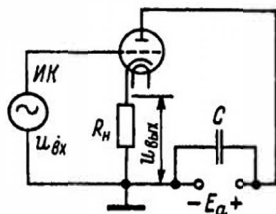


Рис. 18.18. Усилительный каскад с общим анодом (катодный повторитель)

этого емкость  $C_{a-к}$ , играющая роль проходной, очень мала. Поэтому каскад с общей сеткой применяется на СВЧ.

Каскад с общим анодом (рис. 18.18) иначе называется *катодным повторителем*, потому что нагрузка  $R_n$  включена в провод катода, а выходное напряжение по значению и фазе практически совпадает с входным напряжением («повторяет» его). Усиления напряжения нет ( $K \approx 1$ ), но есть значительное усиление тока, и поэтому  $K_p \approx K_i$ . Достоинства схемы — малая входная емкость, стабильное усиление и малые искажения. Эти свойства объясняются сильной отрицательной обратной связью ( $K_{o.c} = 1$ ). Все выходное напряжение полностью передается на вход. Катодный повторитель особенно часто применяют при усилении импульсов, так как он вносит мало искажений.

## 18.9. НЕДОСТАТКИ ТРИОДОВ

Триоды имеют существенные недостатки. Во-первых, с ними невозможно получить одновременно высокий коэффициент усиления и «левую» анодно-

сеточную характеристику. Для того чтобы увеличить коэффициент  $\mu$ , надо построить триод с весьма густой сеткой, но тогда он будет запирается при малом отрицательном напряжении сетки. Например, если  $\mu = 1000$ , то при  $U_a = 250$  В запирающее напряжение сетки

$$U_{g\text{зап}} = -U_a/\mu = -250/1000 = -0,25 \text{ В.} \quad (18.61)$$

Тогда почти вся характеристика смещается вправо, в область положительных сеточных напряжений и лампа может работать только с большими сеточными токами. Чтобы сдвинуть характеристику влево, надо увеличить анодное напряжение до недопустимых значений. Например, чтобы при  $\mu = 1000$  запирающее напряжение составило  $-5$  В, необходимо иметь  $U_a = -\mu U_{g\text{зап}} = -1000 \cdot (-5) = 5000$  В. Вследствие этого триоды делают с коэффициентом усиления не выше 100. Для усиления мощных колебаний без искажений триоды должны иметь «левую» анодно-сеточную характеристику, т. е. малый коэффициент  $\mu$ .

Второй недостаток триодов — сравнительно невысокое внутреннее сопротивление  $R_i$ . В усилительных каскадах радиочастоты внутреннее сопротивление лампы, шунтируя анодный колебательный контур (см. рис. 18.12), ухудшает его резонансные свойства. Чем меньше сопротивление  $R_b$ , тем сильнее оно шунтирует контур и тем в большей степени ухудшается работа контура.

Третий недостаток — сравнительно высокая проходная емкость  $C_{a-g}$ . Ее вредное влияние было рассмотрено ранее.

## 18.10. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ПРИЕМНО-УСИЛИТЕЛЬНЫХ ТРИОДОВ

Наибольшее распространение получили приемно-усилительные триоды малой мощности. Многие триоды применяются в усилителях низкой частоты, в генераторах, а также в усилителях радиочастоты, в которых устранено вредное влияние проходной емкости (например, по схеме с общей сеткой). Широко применяются *двойные триоды*. Особую группу представляют так называемые *проходные триоды* для работы в электронных стабилизаторах напряжения, имеющие малое внутреннее сопротивление, низкий коэффициент усиления, но высокую крутизну. Для электронных стабилизаторов выпускаются также *высоковольтные триоды* с очень малой крутизной и очень большими значениями  $\mu$  и  $R_i$ .

Много лет проводились работы по увеличению крутизны с целью улучшения усилительных качеств лампы и уменьшения искажений электрических импульсов, применяемых в телевидении, радиолокации, автоматике. При этом уменьшали расстояние сетка — катод. Так как потенциальный барьер находится очень близко к катоду, то для эффективного управления электронным потоком надо сетку максимально приблизить к потенциальному барьеру. Улучшение технологии производства позволило довести расстояние сетка — катод до десятков микрон и получить крутизну до нескольких десятков миллиампер на вольт.

## МНОГОЭЛЕКТРОДНЫЕ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЛАМПЫ

### 19.1. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ТЕТРОДА

Четырехэлектродные лампы, или *тетроды*, имеют вторую сетку, называемую *экранирующей* или *экранной* и расположенную между управляющей сеткой и анодом. Назначение экранирующей сетки — повышение коэффициента усиления  $\mu$  и внутреннего сопротивления  $R_i$ , а также уменьшение проходной емкости  $C_{a-g}$ . Для величин, относящихся к экранирующей сетке, принят индекс  $g_2$ , а к управляющей сетке, —  $g_1$ .

Если экранирующая сетка соединена с катодом, то она экранирует катод и управляющую сетку от действия анода, «перехватывая» большую часть силовых линий электрического поля анода. Ослабление поля анода экранирующей сеткой учитывается проницаемостью этой сетки  $D_2$ .

Часть силовых линий, проникших через экранирующую сетку, далее «перехватывается» управляющей сеткой. Ослабление поля управляющей сеткой зависит от ее проницаемости  $D_1$ . Таким образом, сквозь обе сетки от анода к потенциальному барьеру около катода проникает ничтожная часть силовых линий. Она характеризуется произведением проницаемостей сеток, которое называется *проницаемостью тетрода*  $D$ :

$$D = D_1 D_2. \quad (19.1)$$

Величина  $D$  показывает, какую долю воздействия напряжения управляющей сетки на катодный ток составляет воздействие напряжения анода. Например, если  $D = 0,01$ , это означает, что изменение анодного напряжения на 1 В влияет в 100 раз меньше, нежели такое же изменение сеточного напряжения.

Приближенно проницаемость — величина, обратная коэффициенту усиления:

$$\mu \approx 1/D = 1/(D_1 D_2). \quad (19.2)$$

Если через экранирующую сетку проникает 2% всех электрических силовых линий, выходящих из анода, а управляющая сетка пропускает 10% из этих двух процентов, то до катода дойдет лишь 0,2% всех силовых линий. Действие анода на потенциальный барьер у катода ослабляется в 500 раз, т. е. коэффициент усиления лампы приближенно равен 500.

Коэффициент усиления тетрода может составлять несколько сотен. Внутреннее сопротивление также достигает сотен килоом.

Итак, с помощью двух сеток повышается коэффициент усиления и внутреннее сопротивление. Рассмотрим действующее напряжение тетрода. Совместное действие напряжений анода, экранирующей и управляющей сетки заменяется влиянием действующего напряжения  $U_d$ , приложенного к аноду эквивалентного диода, если этот анод поставить на место управляющей сетки:

$$U_d \approx U_{g1} + D_1 U_{g2} + D_1 D_2 U_a. \quad (19.3)$$

Формула эта показывает, что действие экранирующей сетки ослабляется только управляющей сеткой ( $U_{g2}$  умножается на  $D_1$ ), а действие анода ослаблено обеими сетками ( $U_a$  умножается на  $D_1 D_2$ ).

Теперь можно выразить закон степеней трех вторых для тетрода:

$$i_k = g U_d^{3/2}, \quad (19.4)$$

где коэффициент  $g$  зависит от геометрических размеров электродов.

Катодный ток в тетроде является суммой всех токов:

$$i_k = i_a + i_{g2} + i_{g1}. \quad (19.5)$$

При отрицательном напряжении управляющей сетки  $i_{g1} = 0$  и

$$i_k = i_a + i_{g2}. \quad (19.6)$$

На экранирующую сетку подается положительное напряжение, составляю-

шее 20—50% анодного. Оно понижает потенциальный барьер у катода. Анод через две сетки очень слабо действует на потенциальный барьер. Если напряжение экранирующей сетки равно нулю, а на управляющей сетке напряжение отрицательное, результирующее поле на участке управляющая сетка — катод будет тормозящим. Действующее напряжение отрицательно, и барьер у катода настолько высок, что электроны его не преодолевают. Следовательно, при  $U_{g2} = 0$  лампа заперта. Например,  $U_{g1} = -3$  В,  $U_{g2} = 0$ ,  $U_a = 300$  В,  $D = 0,002$ . Тогда  $U_d = -3 + 0,002 \cdot 300 = -3 + 0,6 = -2,4$  В.

Ток экранирующей сетки  $i_{g2}$  создается электронами, которые попадают на эту сетку. Если напряжение анода выше, чем напряжение экранирующей сетки, ток  $i_{g2}$  значительно меньше анодного, так как основная масса электронов с большой скоростью пролетает сквозь экранирующую сетку.

В выражении (19.3) слагаемое  $D_1 D_2 U_a$  можно не учитывать, так как  $D_1 D_2 \ll 1$ :

$$U_d \approx U_{g1} + D_1 U_{g2}. \quad (19.7)$$

Чтобы запереть лампу, надо иметь  $U_d = 0$ . Тогда  $i_k = 0$ . Из равенства (19.7) найдем сеточное напряжение, запирающее лампу:

$$U_{g1 \text{ зап}} \approx -D_1 U_{g2}. \quad (19.8)$$

Так как управляющая сетка негустая, а напряжение  $U_{g2}$  довольно велико, то запирающее напряжение большое, т. е. анодно-сеточные характеристики получаются «левыми». Если  $D_1 = 0,10$ ,  $D_2 = 0,02$  и  $U_a = 250$  В, то при  $U_{g2} = 100$  В запирающее напряжение  $U_{g1 \text{ зап}} \approx -0,1 \times 100 = -10$  В, а с учетом влияния анода  $U_{g1 \text{ зап}} = -0,1 \cdot 100 - 0,002 \cdot 250 = -10 - 0,5 = -10,5$  В. Значительный участок анодно-сеточной характеристики от 0 до  $-10$  В расположен в области отрицательных сеточных напряжений. А для триода, имеющего  $D = 0,002$  и  $U_a = 250$  В, получим  $U_{g \text{ зап}} = -0,5$  В, т. е. характеристика будет «правой».

Рассмотрим по упрощенной эквивалентной схеме (рис. 19.1) уменьшение проходной емкости  $C_{a-g1}$  за счет экра-

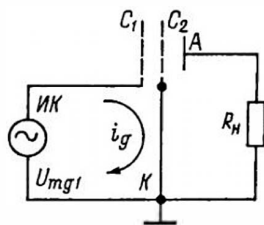


Рис. 19.1. Эквивалентная схема, показывающая уменьшение проходной емкости  $C_{a-g1}$  за счет экранирующей сетки

нирующей сетки. Источники питания исключены, так как схема рассматривается только для емкостного переменного тока. Без экранирующей сетки сеточная и анодная цепи были бы связаны через проходную емкость  $C_{a-g1}$ . Если введена экранирующая сетка  $C_2$ , соединенная с катодом, то для емкостного тока имеются два пути. Первый — от сетки  $C_2$  через провод, соединяющий эту сетку с катодом, обратно в источник колебаний. Второй — от сетки  $C_2$  через емкость между этой сеткой и анодом, а затем через нагрузку  $R_n$  обратно в источник. Второй путь имеет сопротивление во много раз больше, чем первый. Поэтому почти весь емкостный ток  $i_g$  пройдет по первому пути. Емкостная связь между сеточной и анодной цепями почти полностью устранена.

Если, например, сквозь экранирующую сетку проходит 2% силовых линий, выходящих из анода, то взаимодействие между зарядами анода и управляющей сетки ослабляется в 50 раз и во столько же раз уменьшается емкость  $C_{a-g1}$ . Чем гуще экранирующая сетка, тем в большей степени уменьшается проходная емкость.

Так как силовые линии электрического поля частично проникают от анода к управляющей сетке не через экранирующую сетку, а обходным путем, то проходная емкость несколько увеличивается. Ее уменьшают, применяя металлические экраны, перехватывающие силовые линии поля. На рис. 19.2 показан вариант конструкции тетрода. Анод для наглядности разрезан. Проходная емкость создается также между проводами анода и управляющей сетки. Для ее

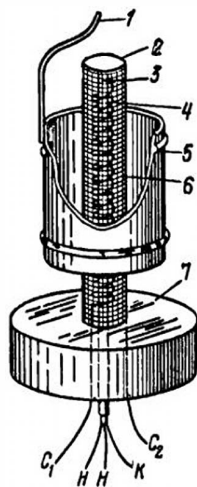


Рис. 19.2. Конструкция тетрода

1 — вывод анода; 2 — экран; 3 — катод; 4 — управляющая сетка; 5 — анод; 6 — экранирующая сетка; 7 — экран

уменьшения выводы анода и управляющей сетки разносят дальше друг от друга. Вывод анода протягивают на верх баллона, а вывод управляющей сетки — на цоколь (или наоборот). Экранирование анодной цепи от сеточной производят и вне лампы, в схеме.

Недостаток тетрода — *динатронный эффект* («провал» в характеристике). Электроны, ударяя в анод, выбивают из него вторичные электроны. В диодах и триодах это не вызывает последствий, так как вторичные электроны, вылетевшие из анода, возвращаются на него. Ведь анод имеет наибольший положительный потенциал.

В тетроде вторичная эмиссия анода не играет роли, если напряжение экранирующей сетки меньше напряжения анода. При этом условии вторичные электроны возвращаются на анод. Если же тетрод работает с нагрузкой, то при увеличении анодного тока напряжение анода в некоторые моменты может стать меньше напряжения экранирующей сетки. Тогда вторичные электроны анода притягиваются к экранирующей сетке. Возникает ток вторичных электронов, направленный противоположно току первичных электронов. Общий анодный ток уменьшается, а ток экранирующей сетки увеличивается. Это и есть ди-

натронный эффект анода. На рис. 19.3 показаны потоки электронов, соответствующие току  $i_{aI}$  первичных электронов, попадающих на анод, току экранирующей сетки  $i_{g2I}$ , образованному первичными электронами, и току вторичных электронов  $i_{II}$ , летящих с анода на экранирующую сетку. Результирующие токи

$$i_a = i_{aI} - i_{II} \text{ и } i_{g2} = i_{g2I} + i_{II}. \quad (19.9)$$

Не следует отождествлять динатронный эффект со вторичной эмиссией, которая является необходимым, но недостаточным условием для возникновения динатронного эффекта. Второе условие заключается в том, что напряжение анода должно быть ниже напряжения экранирующей сетки. Если вторичная эмиссия есть, но второе условие не выполняется, динатронного эффекта не будет.

Если повышать анодное напряжение, когда оно значительно меньше напряжения экранирующей сетки, то за счет увеличения тока вторичных электронов анодный ток уменьшается. В этом режиме внутреннее сопротивление тетрода отрицательно, так как положительному приращению  $\Delta i_a$  соответствует отрицательное приращение  $\Delta i_a$ :

$$R_i = \Delta u_a / \Delta i_a < 0. \quad (19.10)$$

Прибор с отрицательным сопротивлением может работать в качестве генератора.

Динатронный эффект в тетроде вреден, так как из-за него создаются сильные искажения при усилении. Невыгодно и то, что ток экранирующей сетки больше полезного анодного тока. Может также возникнуть нежелательная

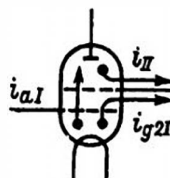


Рис. 19.3. Токи в тетроде при динатронном эффекте

паразитная генерация колебаний. Для исключения динатронного эффекта постоянное напряжение экранирующей сетки всегда должно быть меньше анодного напряжения.

## 19.2. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ПЕНТОДА

Широкое распространение получили пятиэлектродные лампы, называемые *пентодами*, в которых устранен динатронный эффект.

В пентоде имеется еще одна сетка, расположенная между анодом и экранирующей сеткой. Ее называют *защитной сеткой*, так как она защищает лампу от возникновения динатронного эффекта. Величины, относящиеся к этой сетке, обозначают индексом  $g_3$ . Встречаются также другие названия этой сетки: *антидинатронная*, *противодинатронная*, *пентодная*, *третья*. Защитная сетка обычно соединяется с катодом, т. е. имеет нулевой потенциал относительно катода и отрицательный относительно анода. Иногда на нее подается небольшое положительное или отрицательное напряжение. Однако и в этих случаях ее потенциал значительно ниже потенциала анода. В дальнейшем будет считать  $u_{g3} = 0$ . Во многих пентодах соединение защитной сетки с катодом делают внутри лампы. Действие защитной сетки состоит в том, что между ней и анодом создается электрическое поле, которое тормозит, останавливает и возвращает на анод вторичные электроны, выбитые из анода. Динатронный эффект полностью исключается.

Пентоды отличаются от тетродов более высоким коэффициентом усиления, достигающим иногда нескольких тысяч. Это объясняется тем, что защитная сетка выполняет роль дополнительной экранирующей сетки. Возрастает и внутреннее сопротивление, иногда до миллионов ом. Прходная емкость еще меньше, чем у тетродов.

Выражение для действующего напряжения пентода имеет вид

$$u_d \approx u_{g1} + D_1 u_{g2} + D_1 D_2 u_{g3} + D_1 D_2 D_3 u_a. \quad (19.11)$$

Проницаемость пентода

$$D = D_1 D_2 D_3. \quad (19.12)$$

Поскольку значение  $D$  мало, а третье слагаемое в выражении (19.11) либо равно нулю, либо очень невелико (так как  $D_1 D_2 \ll 1$ ), то действующее и запирающее напряжение выражается так же, как и для тетрода:

$$u_d \approx u_{g1} + D_1 u_{g2} \text{ и } u_{g1\text{зап}} \approx -D_1 u_{g2}. \quad (19.13)$$

Анодно-сеточные характеристики у пентода такие же, как у тетрода, т. е. «левые».

Закон степени трех вторых для пентода имеет вид

$$i_k = g u_d^{3/2}, \quad (19.14)$$

где катодный ток

$$i_k = i_a + i_{g1} + i_{g2} + i_{g3}. \quad (19.15)$$

При отрицательных напряжениях управляющей сетки  $i_{g1} = 0$ . Ток  $i_{g3}$  учитывают лишь при  $u_{g3} > 0$ . Поэтому в большинстве случаев ток катода является суммой двух токов, как и в тетроде:

$$i_k = i_a + i_{g2}. \quad (19.16)$$

Защитная сетка иногда используется как вторая управляющая. Кроме того, возможно применение пентода вместо двух ламп. Тогда в одном каскаде используется триодная часть пентода (катод и первые две сетки), а в другом каскаде работает весь пентод.

## 19.3. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Особенность схем включения тетродов и пентодов — цепь экранирующей сетки. Напряжение этой сетки в пентодах может быть любым, так как динатронный эффект уничтожен. В маломощных каскадах оно обычно небольшое (20–50 % анодного напряжения), так как при усилении слабых колебаний не требуется большой анодный ток. В более мощных каскадах анодный ток должен быть больше и  $U_{g20}$  берется выше, устанавливают даже  $U_{g20} = E_a$ .

Питание экранирующей сетки от отдельного источника иногда применяется в мощных каскадах. В маломощных

и многоламповых устройствах такой способ невыгоден. Но его достоинство — постоянство напряжения  $U_{g20}$ . Напряжение  $U_{g20}$  можно подавать также от анодного источника.

Наиболее распространена подача напряжения на экранирующую сетку через понижающий (гасящий) резистор  $R_{g2}$  сопротивлением от единиц до сотен килоом (рис. 19.4; а). В схеме

$$U_{g20} = E_a - I_{g20} R_{g2}. \quad (19.17)$$

Если известен ток экранирующей сетки, то сопротивление, необходимое для получения напряжения  $U_{g20}$ ,

$$R_{g2} = (E_a - U_{g20}) / I_{g20}. \quad (19.18)$$

Например, при  $E_a = 160$  В,  $U_{g20} = 60$  В и  $I_{g20} = 0,5$  мА получим  $R_{g2} = (160 - 60) / 0,5 = 100 / 0,5 = 200$  кОм.

Недостаток рассмотренного способа состоит в том, что напряжение  $U_{g20}$  изменяется при изменении режима лампы. Если изменяется напряжение накала, анода или управляющей сетки, то изменится ток  $I_{g20}$ . Тогда изменится падение напряжения на  $R_{g2}$ , а следовательно, и напряжение экранирующей сетки.

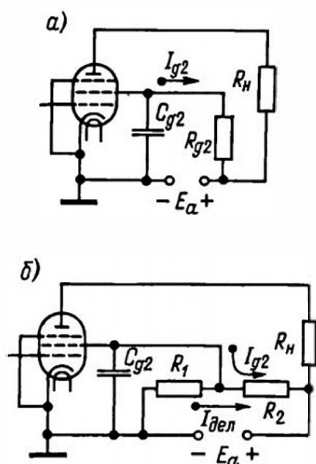


Рис. 19.4. Схемы питания экранирующей сетки через понижающий резистор (а) и с помощью делителя (б)

Более высокую стабильность напряжения экранирующей сетки дает делитель напряжения, состоящий из двух резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , соединенных последовательно (рис. 19.4, б). Через эти резисторы проходит ток делителя  $I_{дел}$ . Напряжение, создаваемое им на резисторе  $R_1$ , подается на экранирующую сетку. Схема с делителем менее экономична, так как бесполезно расходуется ток  $I_{дел}$ . Чем больше ток  $I_{дел}$  по сравнению с током  $I_{g20}$ , тем стабильнее напряжение  $U_{g20}$ , но зато больше потери энергии в самом делителе.

Расчет сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  делают по формулам

$$R_1 = U_{g20} / I_{дел}$$

$$\text{и } R_2 = (E_a - U_{g20}) / (I_{g20} + I_{дел}). \quad (19.19)$$

Например, требуется рассчитать делитель для подачи напряжения  $U_{g20} = 80$  В от анодного источника с напряжением  $E_a = 240$  В, если  $I_{g20} = 1$  мА, а ток делителя выбран  $I_{дел} = 4$  мА. Находим:  $R_1 = 80 : 4 = 20$  кОм;  $R_2 = 160 : 5 = 32$  кОм.

Для уменьшения проходной емкости экранирующую сетку соединяют с катодом через конденсатор достаточно большой емкости. Сопротивление этого конденсатора должно быть малым. Для токов высокой частоты достаточно емкость в тысячи или десятки тысяч пикофард, а при низкой частоте емкость составляет десятые доли микрофарда. Такой конденсатор практически создает короткое замыкание для переменного тока.

Если этого конденсатора нет, то переменный ток может проходить из цепи управляющей сетки в анодную цепь через емкости  $C_{g2-g1}$  и  $C_{a-g2}$  (рис. 19.5). А при наличии конденсатора переменный ток из сеточной цепи пройдет через емкость  $C_{g2-g1}$ , а далее у него два пути: первый — через емкость  $C_{g2}$  с очень малым сопротивлением, второй — через емкость  $C_{a-g2}$ , сопротивление которой велико, а затем через нагрузку, имеющую также большое сопротивление. Почти весь ток идет по первому пути, а по второму ответвляется ничтожная часть тока. Таким образом, экранирующая сетка с конденсатором



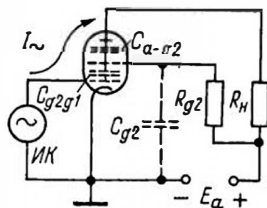


Рис. 19.5. Межэлектродные емкости в тетроде

$C_{g2}$  устраняет емкостную связь между анодной и сеточной цепями.

Следует сказать еще об одной роли конденсатора  $C_{g2}$ . В усилительном каскаде ток экранирующей сетки пульсирует подобно анодному току. Если переменная составляющая тока экранирующей сетки проходит через резистор  $R_{g2}$  (или делитель), то напряжение на нем пульсирует. Тогда напряжение экранирующей сетки также изменяется. Колебания этого напряжения происходят в противофазе с переменным напряжением управляющей сетки, и переменная составляющая анодного тока уменьшается. Если же переменная составляющая тока экранирующей сетки проходит через конденсатор  $C_{g2}$ , то на резисторе  $R_{g2}$  падение напряжения будет только от постоянной составляющей тока. А на конденсаторе  $C_{g2}$ , имеющем весьма малое сопротивление, падение переменного напряжения очень мало. Для цепи экранирующей сетки создается режим работы без нагрузки (по переменному току) и напряжение  $U_{g20}$  становится постоянным.

Не следует смешивать переменную составляющую тока экранирующей сетки  $I_{g2}$  с переменным током через межэлектродные емкости. Ток  $I_{g2}$  создается эмиссией катода. Генератором этого тока является триодная часть лампы, состоящая из катода, управляющей и экранирующей сетки. Если лампа заперта или катод не накален, то ток  $I_{g2}$  равен нулю. А токи через межэлектродные емкости не представляют собой электронных потоков в вакууме. Например, емкостный ток от источника колебаний через емкости  $C_{g2g1}$  и  $C_{g2}$  существует независимо от того, заперта или отперта лампа, есть эмиссия катода или нет ее.

## 19.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Анодно-сеточные характеристики тетродов и пентодов напоминают характеристики триодов, но имеют ряд особенностей. Они не используются для расчетов и поэтому здесь не рассматриваются.

Для практических расчетов пользуются характеристиками токов анода, экранирующей сетки и катода при постоянных напряжениях всех сеток (рис. 19.6, а). Катодный ток мало изменяется при изменении анодного напряжения, а характеристики токов анода и экранирующей сетки имеют две области. В области I (режим возврата) резко возрастает анодный ток и резко падает ток экранирующей сетки при небольших изменениях анодного напряжения. Это объясняется тем, что при малом анодном напряжении около защитной сетки создается второй потенциальный барьер. При  $u_a = 0$  почти все электроны не могут преодолеть этот барьер и возвращаются

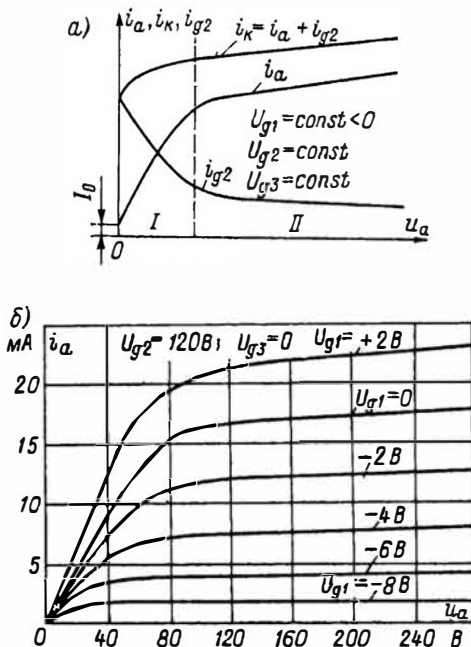


Рис. 19.6. Характеристики пентода для токов анода, экранирующей сетки и катода (а) и семейство анодных характеристик (б)

на экранирующую сетку. Ее ток максимален, а на анод попадают лишь электроны со значительными начальными скоростями. Они образуют начальный анодный ток  $I_0$ .

Анод сильно действует на второй потенциальный барьер, и даже незначительное увеличение анодного напряжения приводит к росту анодного тока и уменьшению тока экранирующей сетки. По мере увеличения анодного напряжения второй потенциальный барьер понижается и, когда все электроны, пролетевшие сквозь экранирующую сетку, его преодолевают, наступает режим *перехвата*.

При дальнейшем повышении анодного напряжения рост анодного тока происходит главным образом за счет токораспределения. Анод действует на потенциальный барьер около катода через три сетки, и его влияние ослаблено во много раз. Значительные изменения анодного напряжения вызывают очень малые изменения токов (область *II*). Кривые становятся пологими. Эти участки характеристик обычно используются как рабочие. Высокие значения коэффициента усиления и внутреннего сопротивления получаются именно при работе в области *II*. Не следует эту область считать режимом насыщения.

Семейство анодных характеристик пентода при  $u_{g2} = \text{const}$  и  $u_{g3} = \text{const}$  дано на рис. 19.6, б. Чем больше отрицательное напряжение управляющей сетки, тем меньше анодный ток и тем ниже проходят характеристики. При этом они идут более полого и ближе друг к другу. Если увеличить напряжение экранирующей сетки, то характеристики расположатся выше и граница между областями *I* и *II* (рис. 19.6, а) сдвинется вправо.

## 19.5. ПАРАМЕТРЫ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Параметры тетродов и пентодов определяются аналогично параметрам триода. Крутизна характеристики

$$S = \Delta i_a / \Delta u_{g1} \text{ при } u_a = \text{const}, u_{g2} = \text{const}, u_{g3} = \text{const.} \quad (19.20)$$

Управляющая сетка в тетродах и пентодах расположена так же, как и в триодах. Поэтому крутизна у тетродов и пентодов примерно такая же, как у триодов, т. е. составляет единицы или десятки миллиампер на вольт.

Внутреннее сопротивление

$$R_i = \Delta u_a / \Delta i_a \text{ при } u_{g1} = \text{const}, u_{g2} = \text{const}, u_{g3} = \text{const.} \quad (19.21)$$

Вследствие того что действие анодного напряжения в тетроде или пентоде ослаблено во много раз, сопротивление  $R_i$  составляет от сотен килоом до единиц мегаом и сильно зависит от токораспределения.

Коэффициент усиления определяется так:

$$\mu = -\Delta u_a / \Delta u_{g1} \text{ при } i_a = \text{const}, u_{g2} = \text{const}, u_{g3} = \text{const} \quad (19.22)$$

и достигает сотен и тысяч.

Соотношение  $\mu = SR_i$  остается в силе. Проницаемость  $D$  тетродов и пентодов не равна обратному значению коэффициента усиления, так как определяется при условии постоянства катодного, а не анодного тока:

$$D = -\Delta u_{g1} / \Delta u_a \text{ при } i_k = \text{const}, u_{g2} = \text{const}, u_{g3} = \text{const.} \quad (19.23)$$

Вследствие значительной нелинейности характеристик тетрода и пентода параметры их при изменении режима сильно изменяются. При увеличении отрицательного напряжения управляющей сетки, т. е. при уменьшении анодного тока, крутизна уменьшается, а внутреннее сопротивление и коэффициент усиления увеличиваются. Особенности тетродов и пентодов — зависимость коэффициента усиления от режима.

На рис. 19.7 показано определение параметров пентода из характеристик для заданной точки  $T$ . Крутизна определяется по точкам  $A$  и  $B$ ; внутреннее сопротивление — по точкам  $B$  и  $\Gamma$ , причем неточно, так как приращение тока получается малым. Зная  $S$  и  $R_i$ , находят  $\mu$  по формуле  $\mu = SR_i$ .

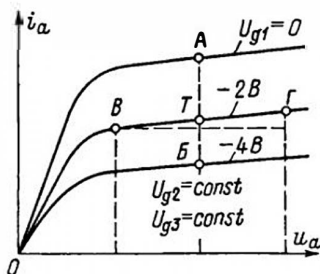


Рис. 19.7. Определение параметров пентода из анодных характеристик

В режиме перехвата параметры  $S$ ,  $R_i$  и  $\mu$  имеют наибольшие значения. При малых анодных напряжениях все параметры резко уменьшаются.

С увеличением отрицательного напряжения управляющей сетки анодные характеристики идут ближе друг к другу, что соответствует увеличению  $R_i$  и уменьшению  $S$ .

Параметры триодной части тетрода или пентода  $S_{тр}$ ,  $R_{iтр}$  и  $\mu_{тр}$  определяются по обычным формулам, с учетом того что роль анода выполняет экранирующая сетка. Эти параметры аналогичны параметрам обычного триода.

При расчете режимов работы и практическом применении тетродов и пентодов необходимо учитывать предельные параметры, в частности максимальную допустимую мощность  $P_{g2\max}$ , выделяемую на экранирующей сетке.

## 19.6. МЕЖЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

На схеме усилительного каскада с тетродом (рис. 19.8) помимо емкостей  $C_{g1-k}$ ,  $C_{a-g1}$  и  $C_{a-k}$  показаны емкость между сетками  $C_{g1-g2}$ , емкость анод — экранирующая сетка  $C_{a-g2}$  и емкость экранирующая сетка — катод  $C_{g2-k}$ .

Входная емкость тетрода в режиме нагрузки

$$C_{вх.раб} = C_{g1-k} + C_{g1-g2} + C_{a-g1}(1 + K). \quad (19.24)$$

Пропускная емкость  $C_{a-g1}$  в тетроде составляет малые доли пикофарада. Поэтому значение  $C_{a-g1}(1 + K)$  гораздо

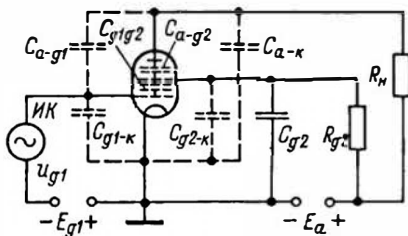


Рис. 19.8. Схема усилительного каскада с тетродом

меньше, нежели первые слагаемые. Считают

$$C_{вх.раб} \approx C_{g1-k} + C_{g1-g2}. \quad (19.25)$$

У тетрода входная емкость в режиме нагрузки значительно меньше, чем у триода.

Сравним, например, входные емкости для каскада с триодом, имеющего  $C_{g-k} = 12$  пФ,  $C_{a-g} = 6$  пФ,  $K = 20$ , и каскада с тетродом, у которого  $C_{g1-k} = 12$  пФ,  $C_{g1-g2} = 10$  пФ,  $C_{a-g1} = 0,02$  пФ,  $K = 100$ .

В статическом режиме для триода  $C_{вх} = C_{g-k} + C_{a-g} = 12 + 6 = 18$  пФ, для тетрода  $C_{вх} = C_{g1-k} + C_{g1-g2} = 12 + 10 = 22$  пФ; в рабочем режиме для триода  $C_{вх.раб} = C_{g-k} + C_{a-g}(1 + K) = 12 + 6 \cdot (1 + 20) = 138$  пФ, для тетрода  $C_{вх.раб} \approx C_{вх} = 22$  пФ.

Выходная емкость тетрода

$$C_{вых} = C_{a-k} + C_{a-g2}, \quad (19.26)$$

что несколько больше, чем у триода (для него было  $C_{вых} = C_{a-k}$ ).

Пентод имеет десять межэлектродных емкостей. Однако в усилительном каскаде экранирующая и защитная сетки для переменного тока обычно замкнуты с катодом. Поэтому емкости  $C_{g2-k}$ ,  $C_{g3-k}$  и  $C_{g2-g3}$  оказываются замкнутыми накоротко. Входная емкость пентода

$$C_{вх.раб} \approx C_{вх} = C_{g1-k} + C_{g1-g2} + C_{g1-g3}. \quad (19.27)$$

Выходная емкость пентода

$$C_{вых} = C_{a-k} + C_{a-g3} + C_{a-g2}. \quad (19.28)$$

Как правило, эта емкость немного больше, чем у тетрода.

## 19.7. УСТРОЙСТВО И РАБОТА ЛУЧЕВОГО ТЕТРОДА

Кроме пентодов получили распространение *лучевые тетроды*. В них диатронный эффект устранен путем создания для вторичных электронов потенциального барьера между экранирующей сеткой и анодом.

В лучевом тетроде увеличено расстояние между экранирующей сеткой и анодом и сетки имеют одинаковое число витков, причем витки расположены друг против друга. При такой конструкции электроны летят от катода к аноду более плотными пучками — «лучами» (рис. 19.9). Чтобы они не летели в направлении держателей сеток, имеются экраны  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$ , соединенные с катодом. Кроме того, поверхность катода, находящаяся против держателей сеток, не покрывается оксидным слоем и поэтому не эмитирует.

За счет более плотных электронных потоков возрастает плотность объемного заряда. Это вызывает понижение потенциала в пространстве между анодом и экранирующей сеткой. Если напряжение анода ниже, чем экранирующей сетки, то в промежутке экранирующая сетка — анод образуется потенциальный барьер для вторичных электронов.

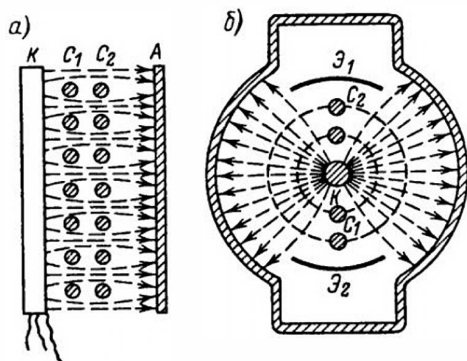


Рис. 19.9. Принцип устройства и условное графическое обозначение лучевого тетрода

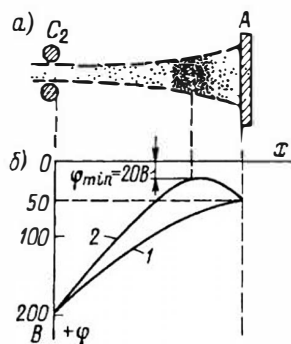
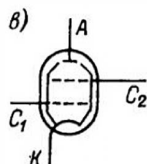


Рис. 19.10. Распределение электронов (а) и потенциала (б) в лучевом тетроде

На рис. 19.10 показано распределение электронов в электронном пучке и потенциала в промежутке анод — экранирующая сетка при  $u_a < u_{g2}$ . Кривая 1 соответствует обычному тетроду или лучевому тетроду, если ток в нем небольшой. Кривая 2 для лучевого тетрода с нормальным анодным током показывает, что при  $u_a = 50$  В и  $u_{g2} = 200$  В создается потенциальный барьер «высотой» 30 В для вторичных электронов, выбитых с анода. На участке от  $\varphi_{\min} = 20$  В до анода на вторичные электроны действует тормозящее поле, которое возвращает их на анод. А первичные электроны, имея большие скорости за счет напряжения экранирующей сетки, преодолевают этот барьер и попадают на анод.

В обычных тетродах экранирующая сетка «разбивает» электронные потоки и перехватывает много электронов. Поэтому не получают достаточно плотные электронные потоки и не создается потенциальный барьер для вторичных электронов. Достоинство лучевых тетродов — уменьшенный ток экранирующей сетки (не более 7% анодного).

## 19.8. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ЛУЧЕВОГО ТЕТРОДА

Анодно-сеточные характеристики лучевых тетродов такие же, как у обычных тетродов или пентодов. Основные характеристики лучевого тетрода —

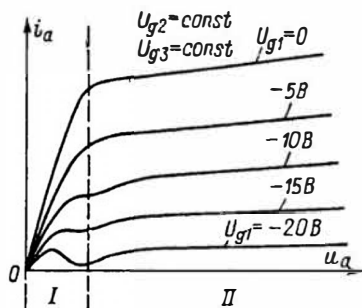


Рис. 19.11. Семейство анодных характеристик лучевого тетрода

анодные (рис. 19.11). Они похожи на характеристики пентодов, но имеют некоторые особенности. Переход из области *I* в область *II* получается более резким, так как анод влияет на второй потенциальный барьер, в лучевом тетроде сильнее, нежели в пентоде. В результате за счет сужения нерабочей области *I* расширяется рабочая область *II*.

Другая особенность лучевого тетрода — динатронный эффект при значительных отрицательных напряжениях управляющей сетки, когда катодный ток небольшой и плотность объемного заряда недостаточна для создания потенциального барьера, задерживающего вторичные электроны. С уменьшением анодного тока динатронный эффект проявляется все сильнее. Но лампы, как правило, не работают при малых анодных напряжениях и токах. Поэтому динатронный эффект в лучевых тетродах практически не проявляется.

Параметры лучевых тетродов определяются по тем же формулам (19.20) — (19.23), что и для обычных тетродов. В лучевых тетродах проницаемость обеих сеток примерно одинакова, но управляющую сетку делают не очень густой, чтобы лампа имела «левые» анодно-сеточные характеристики. Экранирующая сетка также не очень густая, и коэффициент усиления несколько ниже, чем у обычных тетродов. Внутреннее сопротивление составляет от десятков до сотен килоом. Крутизна получается такой же, как и в других лампах, т. е.

единицы — десятки миллиампер на вольт. При переходе от области *II* в область *I* анодных характеристик значения  $S$ ,  $R_i$  и  $\mu$  для лучевого тетрода резко уменьшаются.

Межэлектродные емкости у лучевых тетродов примерно такие же, как у обычных, но емкость  $C_{a-g1}$  несколько больше, из-за того что экранирующая сетка более редкая.

Схема включения лучевого тетрода в усилительный каскад такая же, как и для пентода. Напряжение экранирующей сетки может быть равно анодному или даже несколько больше его (в более мощных каскадах). В последнем случае не следует выключать анодное напряжение или размыкать анодную цепь, оставляя полное напряжение на экранирующей сетке, так как резко возрастает ток экранирующей сетки и она может перегреться.

В мощных каскадах лучевые тетроды с успехом заменяют пентоды. По сравнению с пентодами они имеют несколько лучшие характеристики и меньший ток экранирующей сетки. Но их изготовление сложнее, так как требуется точный монтаж сеток и должны быть установлены экраны. Вследствие того что при малых анодных токах в лучевых тетродах возникает динатронный эффект, эти лампы не изготавливают на малые мощности. Отсутствие защитной сетки делает лучевые тетроды менее универсальными, тогда как у пентодов эта сетка иногда используется в качестве второй управляющей сетки. Кроме того, подавая на нее то или иное постоянное напряжение, можно изменять режим работы пентода. Наконец, у пентодов более высокий коэффициент усиления и меньшая проходная емкость.

## 19.9. РАБОЧИЙ РЕЖИМ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Графоаналитический расчет рабочего режима тетродов и пентодов делают, как правило, с помощью анодных характеристик.

Для получения максимальной полезной мощности и наименьших нели-

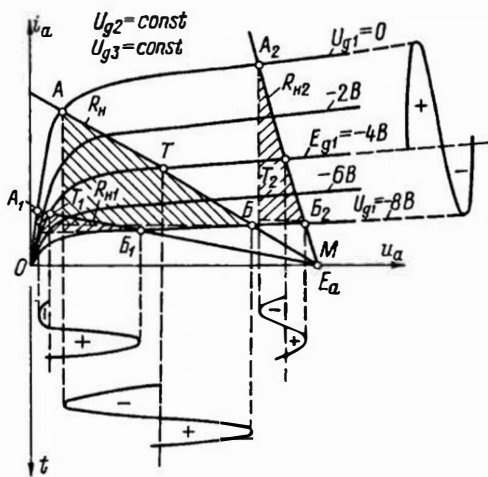


Рис. 19.12. Усиления колебаний с помощью пентода при различном сопротивлении нагрузки

нейных искажений сопротивление нагрузки у тетродов и пентодов должно быть значительно меньше их внутреннего сопротивления. Необходимость этого очевидна из рис. 19.12, на котором даны рабочие характеристики пентода для различного сопротивления нагрузки  $R_{n1}$ ,  $R_{n2}$  и  $R_n$ . На каждой характеристике указана рабочая точка ( $T$ ,  $T_1$  и  $T_2$ ), соответствующая сеточному смещению  $E_{g1} = -4$  В, и рабочий участок ( $A_1B_1$ ,  $A_2B_2$  и  $AB$ ), соответствующий переменному напряжению сетки с амплитудой 4 В.

Если сопротивление нагрузки  $R_{n1}$  велико, то рабочий участок  $A_1B_1$  получается сравнительно небольшим. Следовательно, малы амплитуды переменных составляющих анодного тока и напряжения. Полезная мощность также мала. В данном режиме получаются большие искажения. Положительная и отрицательная полуволны переменных составляющих анодного тока и напряжения резко неодинаковы.

Если сопротивление нагрузки  $R_{n2}$  мало, то длина рабочего участка  $A_2B_2$  увеличивается. Амплитуда переменного анодного тока будет большой, но амплитуда переменного напряжения невелика. Полезная мощность стала больше (пло-

щадь треугольника мощности увеличилась), но она не максимальна, и опять получаются искажения (отрезок  $T_2A_2$  больше, нежели  $T_2B_2$ ).

Можно подобрать наивыгоднейшее (оптимальное) сопротивление  $R_n$ , при котором рабочая точка делит рабочий участок пополам. Тогда искажения станут наименьшими. Такому значению  $R_n$  соответствует рабочая характеристика, у которой отрезки  $TA$  и  $TB$  равны. Теперь обе полуволны усиленного напряжения имеют одинаковые амплитуды и значение  $U_{mR}$  намного больше, чем в предыдущих случаях. Возросла и полезная мощность (увеличилась площадь треугольника мощности). Оптимальная рабочая характеристика идет гораздо круче, нежели статические характеристики. Это означает, что сопротивление  $R_n$  значительно меньше  $R_i$ . Для большинства пентодов и лучевых тетродов оптимальное нагрузочное сопротивление

$$R_n = (0,05 \div 0,2) R_i. \quad (19.29)$$

Ориентировочно считают, что сопротивление  $R_n$  должно быть равно примерно 0,1  $R_i$ . При отклонении  $R_n$  от оптимального значения полезная мощность уменьшается, хотя и не резко, и увеличиваются искажения. Наивыгоднейшую рабочую характеристику определяют подбором положения линейки, вращаемой вокруг точки  $M$ , в которой  $u_a = E_a$ . Надо установить линейку так, чтобы получить равные отрезки  $TA$  и  $TB$ . После этого значение  $R_n$  находят делением  $E_a$  на значение тока, соответствующее точке пересечения рабочей характеристики с осью ординат.

Если сопротивление нагрузки  $R_n$  велико только для переменной составляющей, а для постоянного тока очень мало (например, в усилителе с трансформатором или резонансным контуром), то рабочие характеристики для различных  $R_n$  пересекаются в рабочей точке  $T$ , а не в точке  $M$ . Для определения наивыгоднейшего режима в данном случае линейку вращают вокруг точки  $T$  до положения, при котором оба отрезка рабочего участка будут одинаковы.

Коэффициент усиления каскада для тетродов и пентодов определяется с учетом того, что можно пренебречь значением  $R_n$  по сравнению с  $R_i$ :

$$K \approx SR_n. \quad (19.30)$$

Таким образом, коэффициент усиления каскада примерно пропорционален крутизне. Чем выше крутизна пентода или тетрода, тем большее усиление можно получить. В формуле (19.30) удобно  $S$  выражать в миллиамперах на вольт, а  $R_n$  — в килоомах. Например, если  $S = 2$  мА/В и  $R_n = 100$  кОм, то  $K = 2 \cdot 100 = 200$ . Для триодов этой формулой пользоваться нельзя.

## 19.10. ПЕНТОДЫ ПЕРЕМЕННОЙ КРУТИЗНЫ

Большое усиление в усилительных каскадах радиочастоты приемников полезно при слабых сигналах, а при сильных сигналах создаются значительные искажения. Для удобства регулировки усиления в зависимости от силы сигналов некоторые пентоды делают с характеристикой, нижняя часть которой сильно удлинена (рис. 19.13). Эти лампы называют *лампами переменной крутизны*.

Подобная характеристика достигается тем, что управляющую сетку делают с переменной плотностью: небольшой участок посередине сетки редкий, остальная часть — густая. Тогда при большом отрицательном смещении сетки лампа

на участках густой сетки запирается и работает только на участке редкой сетки, что соответствует малой крутизне, но большому напряжению запираения. Коэффициент усиления каскада  $K \approx SR_n$  получается малым. При небольшом отрицательном смещении действуют все участки сетки, но главное влияние на анодный ток оказывают участки густой сетки. Им соответствует значительная крутизна, но небольшое напряжение запираения. Большая крутизна обеспечивает высокий коэффициент усиления каскада.

Для слабых сигналов рабочая точка устанавливается на крутом участке характеристики (точка  $T_1$ ), а для сильных сигналов отрицательное сеточное смещение увеличивается и рабочая точка располагается на участке с малой крутизной (точка  $T_2$ ). Колебания анодного тока в обоих случаях примерно одинаковы. Установка нужной рабочей точки производится автоматически. Более сильные сигналы создают постоянное напряжение, которое подается в качестве дополнительного сеточного смещения на лампу переменной крутизны и сдвигает рабочую точку на участок характеристики с малой крутизной. Подобная система называется *автоматической регулировкой усиления (АРУ)*.

## 19.11. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О РАЗЛИЧНЫХ ТИПАХ ТЕТРОДОВ И ПЕНТОДОВ

Выпущено несколько типов тетродов в качестве приемно-усилительных ламп. Ряд тетродов применяется в качестве мощных модуляторных ламп для импульсной работы и мощных генераторных ламп; лучевые тетроды — для выходных каскадов усилителей низкой частоты, а также для генераторов и передатчиков.

Пентоды — наиболее распространенные лампы. Приемно-усилительные пентоды делятся на маломощные — для работы на высоких и низких частотах и более мощные — для работы на низких частотах. Последние также используют в генераторах и передатчиках. Большую группу составляют специальные генераторные пентоды.

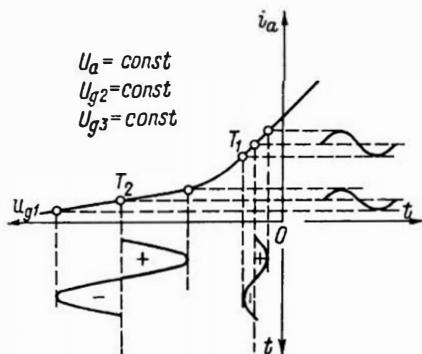


Рис. 19.13. Получение различного усиления при помощи лампы переменной крутизны

Пентоды старых типов имели вывод управляющей сетки наверху баллона, а вывод анода — на цоколе. Значительно удобнее современные пентоды, в которых все электроды выведены на цоколь. При этом анод и управляющая сетка, как правило, присоединены к диаметрально противоположным штырькам. В конструкции электродов предусмотрены экраны для уменьшения емкости анод — управляющая сетка. Внутри цоколя и в ключе имеется металлический экран. Для пальчиковых ламп экран находится в центральном отверстии ламповой панели. Такие экраны резко снижают проходную емкость.

Широко используются различные пентоды малой мощности, например сверхминиатюрные, а также пальчиковые.

Низкочастотные пентоды для выходных каскадов усилителей отличаются тем, что все их электроды выведены на цоколь без особой экранировки, так как небольшая проходная емкость на низких частотах не влияет на работу лампы.

## 19.12. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЛАМПЫ

Для преобразования частоты и других целей широко применялись и еще встречаются в аппаратуре специальные лампы с *двойным управлением*, называемые *частотнопреобразовательными* и имеющие две управляющие сетки. Наиболее распространены были *гептоды*, т. е. семиэлектродные лампы с пятью сетками. Триодная часть гептода, состоящая из катода и первых двух сеток, используется в гетеродине, в котором генерируются колебания вспомогательной частоты. Вторая сетка работает как анод триода и как экранирующая сетка, разделяющая гетеродинную и сигнальную части лампы. Третья сетка выполняет роль второй управляющей и называется *сигнальной*. На нее подаются колебания с частотой сигнала. Четвертая и пятая сетки — обычные экранирующая и защитная, как в пентоде. В некоторых схемах в гетеродине применялась отдельная лампа, а гептод использовался как *смеситель*, т. е. в нем происходит сло-

жение («смешение») колебаний гетеродина и сигнала. Однако гептоды плохо работают на волнах короче 20 м. Помимо гептодов применялись шестиэлектродные лампы — *гексоды*, которые отличаются от гептодов отсутствием защитной сетки. Существовали также восьмиэлектродные *октоды*, в которых вторая сетка работала как анод триода, а третья сетка была экранирующей.

В РЭА широко использовались различные *комбинированные лампы*, имеющие в одном баллоне две, а иногда три или четыре системы электродов. Применение этих ламп уменьшало габариты аппаратуры и упрощало монтаж. На схематических изображениях таких ламп для упрощения иногда показывали один подогреватель и один катод. В подобных лампах, особенно для высоких частот, ставили экраны, устраняющие емкостную связь между системами электродов.

В приемниках, радиоизмерительных приборах и магнитофонах встречается *электронно-световой индикатор* (иначе *электронно-лучевой*, или *электронно-оптический*, *индикатор настройки*), который позволяет осуществлять бесшумную настройку приемника при установке регулятора громкости на нуль, а также выполняет роль индикатора напряжения в магнитофонах и измерительных устройствах. Он состоит из усилительного триода и триодной индикаторной системы, в которой роль анода выполняет электрод, люминесцирующий под ударами электронов. Индикатор работает так, что под действием приходящих сигналов на люминесцирующем электроде увеличивается или уменьшается темный сектор.

Для увеличения крутизны усилительных ламп помимо сокращения расстояния сетка — катод (см. гл. 13) использовались и другие методы. В *лампах с катодной сеткой*, имевших крутизну до 25 мА/В, между управляющей сеткой и катодом была дополнительная сетка, имевшая положительный потенциал. Она способствовала созданию потенциального барьера вблизи управляющей сетки. Тогда эта сетка сильнее действовала на барьер.



Недостатком таких ламп был большой и бесполезный ток катодной сетки.

*Лампы с вторичной эмиссией* имели дополнительный электрод — вторично-эмиссионный катод, или *динод*, на который подавался положительный потенциал меньший, чем на анод. Поток первичных электронов ударял в динод и создавал в несколько раз больший поток вторичных электронов, летящих к аноду. Крутизна возрастала до сотен миллиампер на вольт.

Оригинальными явились разработанные В. Н. Авдеевым лампы, в которых вместо сеток применялись стержневые электроды. У этих ламп ниже мощность накала, расход энергии анодного источника, межэлектродные емкости и ток экранирующей сетки, а также выше

механическая прочность, устойчивость и надежность. Их недостатком была сравнительно малая крутизна.

Значительный интерес представляют сверхминиатюрные приемно-усилительные металлокерамические триоды и тетроды, называемые *нувисторами*. Они обладают высокой надежностью и экономичностью. Их производство автоматизировано, что обеспечило высокое качество и малый разброс параметров. Нувисторы обладают высокой механической прочностью, устойчивостью к ударам и вибрациям и могут работать при температуре до 200 °С. Некоторые нувисторы имеют цилиндрические выводы, предназначенные для соединения с коаксиальными колебательными контурами, и могут работать на частотах до 2000 МГц.

## ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

# ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

## 20.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В *электронно-лучевых приборах* создается тонкий пучок электронов (луч), который управляется электрическим или магнитным полем либо обоими полями. К этим приборам относятся электронно-лучевые трубки индикаторных устройств радиолокаторов, для осциллографии, приема телевизионных изображений (кинескопы), передачи телевизионных изображений, а также запоминающие трубки, электронно-лучевые переключатели, электронные микроскопы, электронные преобразователи изображений и др. Большинство электронно-лучевых приборов служит для получения видимых изображений на люминесцентном экране; их называют *электронно-графическими*. В этой главе рассматриваются наиболее распространенные осциллографические и приемные телевизионные трубки, к которым также близки индикаторные трубки радиолокационных и гидроакустических станций.

Трубки могут быть с фокусировкой электронного луча электрическим или магнитным полем и с электрическим или магнитным отклонением луча. В зависимости от цвета изображения на люминесцентном экране бывают трубки с зеленым, оранжевым или желто-оранжевым свечением — для визуального наблюдения, синим — для фотографирования осциллограмм, белым или трехцветным — для приема телевизионных изображений. Кроме того, трубки изготавливаются с различной длительностью свечения экрана после прекращения ударов электронов (так называемым *послесвечением*). Трубки различаются также по размерам экрана, материалу баллона (*стеклянные* или *металлостеклянные*) и другим признакам.

## 20.2. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Электронно-лучевые трубки (ЭЛТ) с *электростатическим управлением*, т. е.

с фокусировкой и отклонением луча электрическим полем, называемые для краткости *электростатическими трубками*, особенно широко применяют в осциллографах.

На рис. 20.1 показаны принцип устройства электростатической трубки простейшего типа и ее изображение на схемах. Баллон трубки имеет цилиндрическую форму с расширением в виде конуса или в виде цилиндра большего диаметра. На внутреннюю поверхность основания расширенной части нанесен *люминесцентный экран ЛЭ* — слой веществ, способных излучать свет под ударами электронов. Внутри трубки расположены электроды, имеющие выводы, как правило, на штырьки цоколя (для упрощения на рисунке выводы проходят непосредственно через стекло баллона).

Катод  $K$  обычно бывает оксидный косвенного накала в виде цилиндра с подогревателем. Вывод катода иногда совмещен с одним выводом подогревателя. Оксидный слой нанесен на доннышко катода. Вокруг катода располагается управляющий электрод, называемый *модулятором (М)*, цилиндрической формы с отверстием в доннышке. Этот электрод служит для управления плотностью электронного потока и для предварительной фокусировки его. На модулятор подается отрицательное напряжение (обычно десятки вольт). С увеличением этого напряжения все больше электронов возвращается на катод. При некотором

отрицательном напряжении модулятора трубка запирается.

Следующие электроды, также цилиндрической формы, являются анодами. В простейшем случае их два. На *втором аноде  $A_2$*  напряжение бывает от 500 В до нескольких киловольт (иногда 10–20 кВ), а на *первом аноде  $A_1$*  напряжение в несколько раз меньше. Внутри анодов перегородки с отверстиями (диафрагмы). Под действием ускоряющего поля анодов электроны приобретают значительную скорость. Окончательная фокусировка электронного потока осуществляется с помощью неоднородного электрического поля в пространстве между анодами, а также благодаря диафрагмам. Более сложные фокусирующие системы содержат большее число цилиндров.

Система, состоящая из катода, модулятора и анодов, называется *электронным прожектором (электронной пушкой)* и служит для создания электронного луча, т. е. тонкого потока электронов, летящих с большой скоростью от второго анода к люминесцентному экрану.

На пути электронного луча поставлены под прямым углом друг к другу две пары *отклоняющих пластин  $P_x$  и  $P_y$* . Напряжение, подведенное к ним, создает электрическое поле, отклоняющее электронный луч в сторону положительно заряженной пластины. Поле пластин является для электронов поперечным. В таком поле электроны движутся по параболическим траекториям, а, выйдя из него, далее движутся по инерции прямолинейно, т. е. электронный луч получает угловое отклонение. Чем большее напряжение на пластинах, тем сильнее отклоняется луч и тем больше смещается на люминесцентном экране светящееся, так называемое *электронное пятно*, возникающее от ударов электронов.

Пластины  $P_y$  отклоняют луч по вертикали и называются *пластинами вертикального отклонения (пластинами «изрек»)*, а пластины  $P_x$  — *пластинами горизонтального отклонения (пластинами «икс»)*. Одна пластина каждой пары иногда соединяется с корпусом аппаратуры (шасси), т. е. имеет нулевой по-

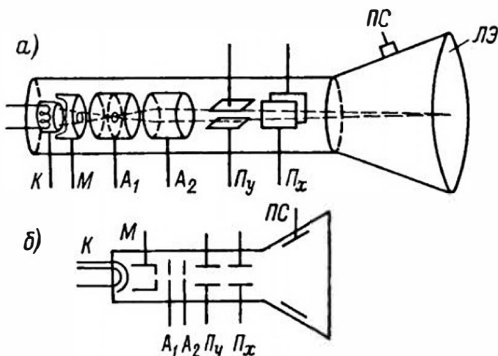


Рис. 20.1. Принцип устройства (а) и условное графическое обозначение (б) электростатической электронно-лучевой трубки

тенциал. Такое включение пластин называется *несимметричным*. Для того чтобы между вторым анодом и корпусом не создавалось электрическое поле, влияющее на полет электронов, второй анод обычно также бывает соединен с корпусом. Тогда при отсутствии напряжения на отклоняющих пластинах между ними и вторым анодом не будет никакого поля, действующего на электронный луч.

Поскольку второй анод соединен с корпусом, то катод, имеющий высокий отрицательный потенциал, равный напряжению второго анода, должен быть хорошо изолирован от корпуса. При включенном питании прикосновение к проводам катода, модулятора и цепи накала опасно. Так как на электронный луч могут влиять посторонние электрические и магнитные поля, то трубку часто помещают в экранирующий чехол из мягкой стали.

Свечение люминесцентного экрана объясняется возбуждением атомов вещества экрана. Электроны, ударяя в экран, передают свою энергию атомам экрана, в которых один из электронов переходит на более удаленную от ядра орбиту. При возвращении электрона обратно, на свою орбиту, выделяется *квант лучистой энергии (фотон)* и наблюдается свечение. Это явление называется *катодолуминесценцией*, а вещества, светящиеся под ударами электронов, называются *катодолуминофорами* или просто *люминофорами*.

Электроны, попадающие на экран, могут зарядить его отрицательно и создать тормозящее поле, уменьшающее их скорость. От этого уменьшится яркость свечения экрана и может вообще прекратиться попадание электронов на экран. Поэтому необходимо снимать отрицательный заряд с экрана. Для этого на внутреннюю поверхность баллона наносится *проводящий слой*. Он обычно бывает графитовым и называется *аквадагом*. Аквадаг соединяется со вторым анодом. Вторичные электроны, выбиваемые из экрана ударами первичных электронов, летят к проводящему слою. После ухода вторичных электронов потенциал экрана обычно близок к по-

тенциалу проводящего слоя. В некоторых трубках имеется вывод от проводящего слоя (*ПС* на рисунке), который можно использовать в качестве дополнительного анода с более высоким напряжением. При этом электроны дополнительно ускоряются после отклонения в системе отклоняющих пластин (так называемое *последнее ускорение*).

Проводящий слой исключает также образование на стенках баллона отрицательных зарядов от попадающих туда электронов. Эти заряды могут создавать дополнительные поля, нарушающие нормальную работу трубки. Если в трубке проводящего слоя нет, то вторичные электроны уходят с экрана на отклоняющие пластины и второй анод.

Все электроды трубки обычно монтируют с помощью металлических держателей и изоляторов на стеклянной ножке трубки.

**Цепи питания.** Цепи питания электростатической трубки показаны на рис. 20.2. Постоянные напряжения подаются на электроды от двух выпрямителей  $E_1$  и  $E_2$ . Первый должен давать высокое напряжение (сотни и тысячи вольт) при токе в единицы миллиампер, источник  $E_2$  — напряжение, в несколько раз меньшее. От этого же источника питаются и другие каскады, работающие совместно с трубкой. Поэтому он рассчитан на ток в десятки миллиампер.

Питание электронного прожектора осуществляется через делитель, со-

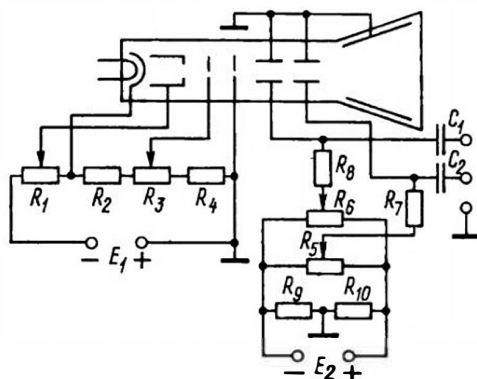


Рис. 20.2. Питание электростатической трубки от двух источников

стоящий из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$ . Их сопротивление обычно большое (сотни килоом), чтобы делитель потреблял небольшой ток. Сама трубка также потребляет малый ток: в большинстве случаев десятки или сотни микроампер.

Переменный резистор  $R_1$  является регулятором яркости. Он регулирует отрицательное напряжение модулятора, которое снимается с правого участка  $R_1$ . Увеличение этого напряжения по абсолютному значению уменьшает число электронов в луче и, следовательно, яркость свечения.

Для регулирования фокусировки луча служит переменный резистор  $R_3$ , с помощью которого изменяют напряжение первого анода. При этом изменяется разность потенциалов, а следовательно, и напряженность поля между анодами. Если, например, понижать потенциал первого анода, то разность потенциалов между анодами возрастет, поле станет сильнее и его фокусирующее действие увеличится. Поскольку напряжение первого анода  $U_{a1}$  не следует уменьшать до нуля или увеличивать до напряжения второго анода  $U_{a2}$ , в делитель введены резисторы  $R_2$  и  $R_4$ .

Напряжение второго анода  $U_{a2}$  лишь немного меньше, чем напряжение  $E_1$  (разница — падение напряжения на резисторе  $R_1$ ). Следует помнить, что скорость электронов, вылетающих из прожектора, зависит только от напряжения второго анода, но не от напряжения модулятора и первого анода. Некоторое число электронов попадает на аноды, особенно если аноды с диафрагмами. Поэтому в цепях анодов протекают токи в доли миллиампера и замыкаются через источник  $E_1$ . Например, электроны тока первого анода движутся в направлении от катода к аноду, затем через правый участок резистора  $R_3$  и через резистор  $R_4$  к плюсу источника  $E_1$ , далее внутри него и через резистор  $R_1$  к катоду.

Для начальной установки светящегося пятна на экране служат переменные резисторы  $R_5$  и  $R_6$ , подключенные к источнику  $E_2$ . Движки этих резисторов через резисторы  $R_7$  и  $R_8$  с большим сопротивлением подключены к отклоняющим пластинам. Кроме того,

с помощью резисторов  $R_9$  и  $R_{10}$ , имеющих одинаковое сопротивление, устанавливается точка нулевого потенциала, соединенная с корпусом. У резисторов  $R_5$  и  $R_6$  на концах получаются потенциалы  $+0,5E_2$  и  $-0,5E_2$ , а их средние точки имеют нулевой потенциал. Когда движки резисторов  $R_5$ ,  $R_6$  находятся в среднем положении, то на отклоняющих пластинах напряжение равно нулю. Смещая движки от среднего положения, можно подавать на пластины различные напряжения, отклоняющие электронный луч по вертикали или горизонтали и устанавливающие светящееся пятно в любой точке экрана.

На отклоняющие пластины через разделительные конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  подается также переменное напряжение, например исследуемое напряжение при использовании трубки для осциллографии. Без конденсаторов отклоняющие пластины шунтировались бы по постоянному напряжению внутренним сопротивлением источника переменного напряжения. При малом внутреннем сопротивлении постоянное напряжение на отклоняющих пластинах резко уменьшилось бы. С другой стороны, источник переменного напряжения иногда дает и постоянное напряжение, которое нежелательно подавать на отклоняющие пластины. Во многих случаях недопустимо также, чтобы в источник переменного напряжения попадало постоянное напряжение, имеющееся в цепях отклоняющих пластин.

Резисторы  $R_7$  и  $R_8$  включают для того, чтобы увеличить входное сопротивление отклоняющей системы для источников переменного напряжения. Без таких резисторов эти источники были бы нагружены на значительно меньшее сопротивление, создаваемое только резисторами  $R_5$ ,  $R_6$  и резисторами  $R_9$ ,  $R_{10}$ . При этом резисторы  $R_7$  и  $R_8$  не понижают постоянное напряжение, подаваемое на отклоняющие пластины, так как через них не протекают постоянные токи.

Полезным током является ток электронного луча. Электроны этого тока движутся от катода к люминесцентному экрану и выбивают из последнего

вторичные электроны, которые летят на проводящий слой и далее движутся в направлении к плюсу источника  $E_1$ , затем через его внутреннее сопротивление и резистор  $R_1$  к катоду.

Питание электродов трубки может быть выполнено и по другим вариантам, например от одного источника высокого напряжения.

**Электронные прожекторы.** *Электронный прожектор* представляет собой электронно-оптическую систему, состоящую из нескольких электростатических электронных линз. Каждая линза образована неоднородным электрическим полем, которое вызывает искривление траекторий электронов (напоминающее преломление световых лучей в оптических линзах), а также ускоряет или тормозит электроны.

Простейший прожектор содержит две линзы. Первая линза, или *линза предварительной фокусировки*, образована катодом, модулятором и первым анодом. На рис. 20.3 изображено поле в этой части прожектора. Эквипотенциальные поверхности показаны сплошными линиями, а силовые линии — штрихами. Как видно, часть силовых линий от первого анода идет к объемному заряду около катода, а остальные к модулятору, который имеет более низкий отрицательный потенциал, нежели катод. Линия  $BB'$  условно делит поле на две части. Левая часть поля фокусирует поток электронов и придает им скорость. Правая часть поля дополнительно ускоряет электроны и несколько рассеивает их. Но рассеивающее действие слабее фокусирующего, так как в правой части поля электроны движутся с большей скоростью.

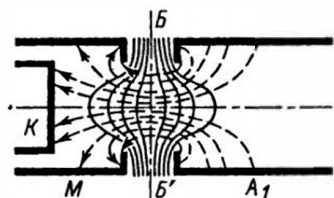


Рис. 20.3. Первая линза электронного прожектора

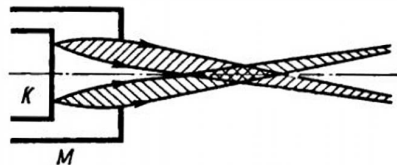


Рис. 20.4. Траектории электронов в первой линзе электронного прожектора

Рассматриваемое поле аналогично системе двух линз — *собирающей* и *рассеивающей*. Собирающая линза сильнее рассеивающей, и в целом система является фокусирующей. Однако движение электронных потоков происходит по иным законам, нежели преломление световых лучей в линзах.

На рис. 20.4 показаны траектории электронов для крайних электронных пучков, выходящих из катода. Электроны движутся по криволинейным траекториям. Их потоки фокусируются и пересекаются в небольшой области, которая называется *первым пересечением* или *скрещением* и в большинстве случаев находится между модулятором и первым анодом.

Первая линза *короткофокусная*, так как скорость электронов в ней сравнительно невелика, и их траектории искривляются достаточно сильно.

С увеличением отрицательного напряжения модулятора по абсолютному значению повышается потенциальный барьер около катода и все меньшее число электронов способно его преодолеть. Уменьшается катодный ток, а следовательно, ток электронного луча и яркость свечения экрана. Потенциальный барьер повышается в меньшей степени у центральной части катода, так как здесь сильнее влияет ускоряющее поле, проникающее от первого анода через отверстие модулятора. При некотором отрицательном напряжении модулятора потенциальный барьер у краев катода повышается настолько, что электроны уже не могут его преодолеть. Рабочей остается только центральная часть катода. Дальнейшее увеличение отрицательного напряжения уменьшает площадь рабочей части катода и в конце концов сводит ее к нулю, т. е. трубка запирается. Таким образом, регулирова-

ние яркости связано с изменением площади рабочей поверхности катода.

Рассмотрим фокусировку электронного луча во второй линзе, т. е. в системе двух анодов (рис. 20.5, а). Линия  $BB'$  делит поле между анодами на две части. В левую часть поля поступает расходящийся электронный поток, который фокусируется, а в правой части поля происходит рассеивание потока. Рассеивающее действие слабее фокусирующего, так как скорость электронов в правой части поля выше, чем в левой. Все поле подобно оптической системе, состоящей из собирающей и рассеивающей линз (рис. 20.5, б). Поскольку скорости электронов в поле между анодами высокие, то система оказывается *длиннофокусной*. Это и требуется, так как необходимо сфокусировать электронный пучок на экран, находящийся довольно далеко.

При повышении разности потенциалов между анодами (уменьшении напряжения первого анода) напряженность поля увеличивается и фокусирующее действие усиливается. Принципиально можно регулировать фокусировку изменением напряжения второго анода, но это неудобно, так как будет изменяться скорость электронов, вылетающих из прожектора, что приведет к изменению яркости свечения на экране и повлияет на отклонение луча отклоняющими пластинами.

Недостаток описанного прожектора — взаимное влияние регулирования яркости и фокусировки. Изменение по-

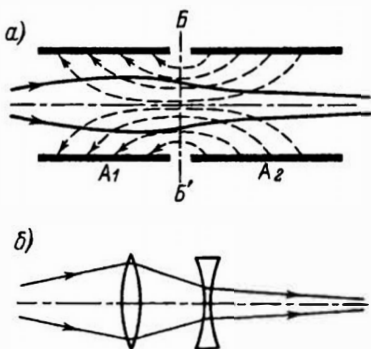


Рис. 20.5. Вторая фокусирующая линза электронного прожектора

тенциала первого анода влияет на яркость, так как этот анод своим полем воздействует на потенциальный барьер около катода. А изменение напряжения модулятора сдвигает вдоль оси трубки область первого пересечения электронных траекторий, что нарушает фокусировку. Кроме того, регулирование яркости изменяет ток первого анода, а так как в его цепь включены резисторы с большими сопротивлениями, то меняется напряжение на нем, что приводит к расфокусировке. Изменение тока второго анода не влияет на фокусировку, так как в цепь этого анода не включены резисторы и, следовательно, напряжение на нем не может изменяться.

В настоящее время применяют прожекторы, в которых между модулятором и первым анодом поставлен дополнительный, *ускоряющий (экранирующий) электрод* (рис. 20.6). Он соединен со вторым анодом, и напряжение на нем постоянно. Благодаря экранирующему действию этого электрода изменение потенциала первого анода при регулировании фокусировки практически не изменяет поле у катода.

Фокусирующая система, состоящая из ускоряющего электрода и двух анодов, работает следующим образом. Поле между первым и вторым анодом такое же, как показано на рис. 20.5, а. Оно осуществляет фокусировку так, как было объяснено ранее. Между ускоряющим электродом и первым анодом имеется неоднородное поле, подобное полю между анодами, но не ускоряющее, а тормозящее. Электроны, влетающие в это поле расходящимся потоком, в левой половине поля рассеиваются, а в правой — фокусируются. При этом фокусирующее действие сильнее рассеиваю-

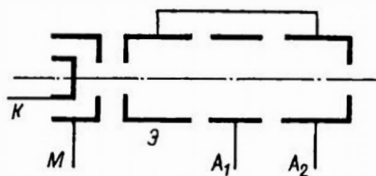


Рис. 20.6. Электронный прожектор с ускоряющим (экранирующим) электродом

шего, так как в правой половине поля скорость электронов меньше. Таким образом, на участке между ускоряющим электродом и первым анодом также происходит фокусировка. Чем ниже напряжение первого анода, тем выше напряженность поля и сильнее фокусировка.

Чтобы регулирование яркости меньше влияло на фокусировку, первый анод делают без диафрагм (рис. 20.6). На него электроны не попадают, т. е. ток первого анода равен нулю. Современные электронные прожекторы дают на экране светящееся пятно с диаметром, не превышающим 0,002 диаметра экрана.

**Электростатическое отклонение луча.** Отклонение электронного луча и светящегося пятна на экране пропорционально напряжению на отклоняющих пластинах. Коэффициент пропорциональности в этой зависимости называется *чувствительностью трубки*. Если обозначить отклонение пятна по вертикали через  $y$ , а напряжение на пластинах «игрек» через  $U_y$ , то

$$y = S_y U_y, \quad (20.1)$$

где  $S_y$  — чувствительность трубки для пластин «игрек».

Подобно этому отклонение пятна по горизонтали

$$x = S_x U_x. \quad (20.2)$$

Таким образом, чувствительность электростатической трубки есть отношение отклонения светящегося пятна на экране к соответствующему отклоняющему напряжению:

$$S_x = x/U_x \text{ и } S_y = y/U_y. \quad (20.3)$$

Другими словами, чувствительность есть отклонение светящегося пятна, приходящееся на 1 В отклоняющего напряжения. Выражают чувствительность в миллиметрах на вольт. Иногда под чувствительностью понимают величину, обратную  $S_x$  или  $S_y$ , и выражают ее в вольтах на миллиметр.

Формулы (20.3) не означают, что чувствительность обратно пропорциональна отклоняющему напряжению. Если увеличить в несколько раз  $U_y$ , то во

столько же раз возрастет  $y$ , а значение  $S_y$  останется без изменения. Следовательно,  $S_y$  не зависит от  $U_y$ . Чувствительность бывает в пределах 0,1—1,0 мм/В. Она зависит от режима работы и некоторых геометрических размеров трубки (рис. 20.7):

$$S = l_{пл} l / (2d U_{a2}), \quad (20.4)$$

где  $l_{пл}$  — длина отклоняющих пластин;  $l$  — расстояние от середины пластин до экрана;  $d$  — расстояние между пластинами;  $U_{a2}$  — напряжение второго анода.

Эту формулу нетрудно объяснить. С увеличением  $l_{пл}$  электрон дольше летит в отклоняющем поле и получает большее отклонение. При одном и том же угловом отклонении смещение светящегося пятна на экране возрастает с увеличением расстояния  $l$ . Если увеличить  $d$ , то напряженность поля между пластинами, а следовательно, отклонение уменьшится. Повышение напряжения  $U_{a2}$  приводит к уменьшению отклонения, поскольку возрастает скорость, с которой электроны пролетают поле между пластинами.

Рассмотрим возможность повышения чувствительности исходя из формулы (20.4). Увеличение расстояния  $l$  нежелательно, так как чрезмерно длинная трубка неудобна в эксплуатации. Если увеличить  $l_{пл}$  или уменьшить  $d$ , то нельзя получить значительного отклонения луча, так как он будет попадать на пластины. Чтобы этого не произошло, пластины изгибают и располагают относительно друг друга так, как показано на рис. 20.8. Можно увеличить чувствительность, понижая напря-

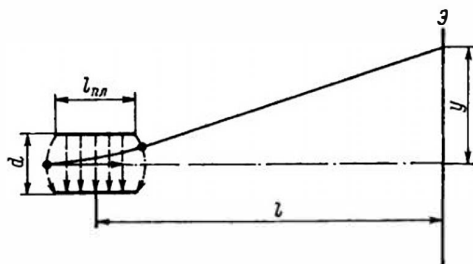


Рис. 20.7. Электростатическое отклонение луча

жение  $U_{a2}$ . Но это связано с уменьшением яркости свечения, что во многих случаях недопустимо, особенно при большой скорости движения луча по экрану. Понижение анодного напряжения ухудшает также фокусировку. При более высоком напряжении  $U_{a2}$  электроны движутся с большими скоростями, меньше сказывается взаимное отталкивание электронов. Их траектории в электронном прожекторе располагаются под малым углом к оси трубки. Такие траектории называются *параксиальными*. Они обеспечивают лучшую фокусировку и меньше искажения изображения на экране.

Уменьшение яркости свечения при понижении анодного напряжения  $U_{a2}$  компенсируется в трубках с *последускорением*. В этих трубках электронный прожектор сообщает электронам энергию не более 1,5 кэВ. С такой энергией они пролетают между отклоняющими пластинами, а затем попадают в ускоряющее поле, созданное третьим анодом. Последний представляет собой проводящий слой перед экраном, отделенный от остального слоя, соединенного со вторым анодом (рис. 20.9, а). При этом  $U_{a3} > U_{a2}$ . Поле между этими двумя слоями образует линзу, которая ускоряет электроны. Но вместе с тем происходит некоторое искривление траекторий электронов. Вследствие этого чувствительность снижается и возникают искажения в изображении. Эти недостатки в значительной степени устраняются при многократном последускорении, когда имеется несколько проводящих колец с постепенно возрастающим напряжением:  $U_{a4} > U_{a3} > U_{a2} > U_{a1}$  (рис. 20.9, б).

Чтобы уменьшить паразитные емкости между пластинами  $P_x$  и  $P_y$ , выво-

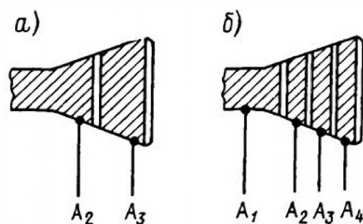


Рис. 20.9. Дополнительные аноды для последускорения

ды от них иногда делают непосредственно через стекло баллона и между парами пластин ставят экран. Из тех же соображений не размещают обе пары пластин в одном месте трубки. За счет неодинакового расстояния пластин  $P_x$  и  $P_y$  до экрана чувствительность по осям  $x$  и  $y$  несколько различна.

Если отклоняющее напряжение изменяется с очень высокой частотой, то в изображении возникают искажения, так как время пролета электронов в поле отклоняющих пластин становится соизмеримым с периодом колебаний отклоняющего напряжения. За это время напряжение на пластинах заметно изменяется (даже может изменить свой знак). Для уменьшения таких искажений отклоняющие пластины делают короткими и применяют более высокие ускоряющие напряжения. С повышением частоты, кроме того, все больше сказывается влияние собственной емкости отклоняющих пластин.

В настоящее время для осциллографии на СВЧ применяют специальные трубки с более сложными отклоняющими системами.

**Измерение и наблюдение переменных напряжений.** Если к отклоняющим пластинам «игрек» подведено переменное напряжение, то электронный луч совершает колебания и на экране видна вертикальная светящаяся черточка (рис. 20.10, а). Ее длина пропорциональна двойной амплитуде подведенного напряжения  $2U_m$ . Зная чувствительность трубки и измерив  $y$ , можно определить  $U_m$  по формуле

$$U_m = y/(2S_y). \quad (20.5)$$

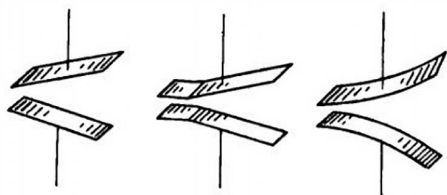


Рис. 20.8. Отклоняющие пластины



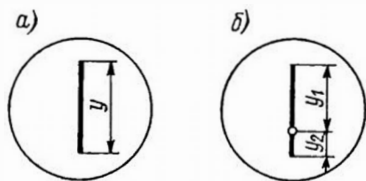


Рис. 20.10. Измерение переменного напряжения с помощью ЭЛТ

Например, если  $S_y = 0,4$  мм/В, а  $y = 20$  мм, то  $U_m = 20/(2 \cdot 0,4) = 25$  В.

Если чувствительность трубки неизвестна, ее определяют. Для этого нужно подвести к пластинам известное переменное напряжение и измерить длину светящейся черточки. Напряжение можно подвести от сети и измерить вольтметром. Следует помнить, что вольтметр покажет действующее значение напряжения, которое надо пересчитать в амплитуду, умножив на 1,4.

Как видно, ЭЛТ можно использовать в качестве амплитудного вольтметра. Достоинство такого измерительного устройства — большое входное сопротивление и возможность измерений на весьма высоких частотах.

Описанный метод позволяет измерять пиковые значения несинусоидальных напряжений, а также амплитуды положительной и отрицательной полуwave переменного напряжения. Для этого запоминают положение светящегося пятна при отсутствии измеряемого напряжения, затем его подают и измеряют расстояния  $y_1$  и  $y_2$  от начального положения пятна до концов светящейся черточки (рис. 20.10, б). Амплитуды полуwave при этом

$$U_{m1} = y_1/S_y \text{ и } U_{m2} = y_2/S_y. \quad (20.6)$$

Для наблюдения переменных напряжений к пластинам  $P_y$  подводят исследуемое напряжение, а к пластинам  $P_x$  — напряжение развертки  $U_{разв}$ , имеющее пилообразную форму (рис. 20.11) и получаемое от специального генератора. Это напряжение осуществляет временную развертку. В течение времени  $t_1$ , когда напряжение растет, электронный луч равномерно движется по го-

ризонтالي в одном направлении, например слева направо, т. е. делает *прямой*, или *рабочий*, ход. При резком уменьшении напряжения в течение времени  $t_2$  луч делает быстрый *обратный* ход. Все это повторяется с частотой напряжения развертки.

Когда исследуемое напряжение отсутствует, на экране видна горизонтальная светящаяся черточка, играющая роль оси времени. Если подать исследуемое переменное напряжение на пластины  $P_y$ , то пятно на экране одновременно будет совершать колебание по вертикали и повторяющееся равномерное движение с обратным ходом по горизонтали. В результате наблюдается светящаяся кривая исследуемого напряжения (рис. 20.12). На рисунке показаны осциллограммы синусоидального напряжения, но можно наблюдать напряжение любой формы.

Чтобы кривая была неподвижной, период развертывающего напряжения  $T_{разв}$  должен быть равен периоду исследуемого напряжения  $T$  или в целое число раз больше его:

$$T_{разв} = nT, \quad (20.7)$$

где  $n$  — целое число.

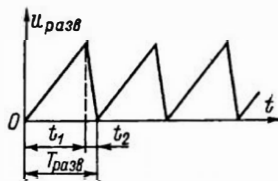


Рис. 20.11. Пилообразное напряжение для линейной развертки

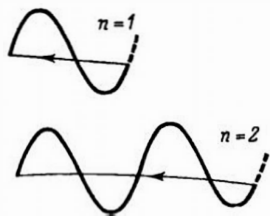


Рис. 20.12. Осциллограммы синусоидального напряжения при кратном соотношении частот

Соответственно частота развертки  $f_{\text{разв}}$  должна быть в целое число раз меньше частоты исследуемого напряжения:

$$f_{\text{разв}} = f/n. \quad (20.8)$$

Тогда за время  $T_{\text{разв}}$  пройдет целое число колебаний исследуемого напряжения и в конце обратного хода пятно на экране окажется в том месте, откуда оно начало двигаться во время прямого хода. На рисунке показаны наблюдаемые осциллограммы при  $n = 1$ , или  $T_{\text{разв}} = T$ , и  $n = 2$ , т. е.  $T_{\text{разв}} = 2T$ . Время обратного хода  $t_2$  желательно иметь возможно меньшим, так как за счет него часть кривой не воспроизводится (штрихи на рисунке). Кроме того, чем меньше  $t_2$ , тем быстрее обратный ход луча и тем слабее он виден. Следует установить  $n$  не менее 2, чтобы было видно полностью хотя бы одно целое колебание. Подбор значения  $n$  производится изменением частоты генератора развертки. Если  $n$  не будет целым числом, то осциллограмма не остается неподвижной и вместо одной кривой наблюдается несколько, что неудобно. На рис. 20.13 показаны осциллограммы синусоидального напряжения при  $n = 1/2$  и  $n = 3/4$ . Для упрощения здесь принято, что время обратного хода  $t_2 = 0$ . Стрелки с цифрами на рисунке указывают последовательность движения пятна на экране.

Подобранное целое число  $n$  обычно сохраняется лишь короткое время, так как генератор развертки имеет нестабильную частоту, да и частота исследуемого напряжения также может изменяться. Для сохранения выбранного  $n$  в течение длительного времени применяют синхронизацию генератора раз-

вертки исследуемым напряжением. Синхронизация состоит в том, что исследуемое напряжение подводится к генератору развертки и он генерирует пилообразное напряжение с частотой, меньшей в целое число раз, нежели частота исследуемого.

Исследуемые напряжения обычно подают на отклоняющие пластины через разделительные конденсаторы (см. рис. 20.2). Поэтому на пластины не попадает постоянная составляющая и наблюдается лишь переменная. Ось времени (нулевая ось) этой составляющей представляет собой ту горизонтальную линию, которая остается на экране, если прекратить подачу исследуемого напряжения. Для получения истинной осциллограммы напряжения, содержащего постоянную составляющую, его необходимо подавать на пластины непосредственно, а не через конденсаторы.

Если нужно наблюдать осциллограмму тока, то в его цепь включают резистор  $R$ . Напряжение на нем, пропорциональное исследуемому току, подводят к пластинам  $\Pi_y$ . По известной чувствительности трубки определяют это напряжение. Разделив его на сопротивление  $R$ , находят ток. Чтобы ток заметно не изменился при включении резистора  $R$ , последний должен иметь относительно малое сопротивление. Если напряжение будет недостаточным, то его придется подавать через усилитель с известным коэффициентом усиления.

**Искажения изображений.** В электростатических трубках искажения осциллограмм наблюдаются главным образом при несимметричном включении отклоняющих пластин, т. е. когда одна пластина каждой пары соединена со вторым анодом (см. рис. 20.2). Пусть при таком включении на пластины  $\Pi_y$  подано переменное напряжение с амплитудой  $U_m$ . Тогда на одной пластине потенциал равен нулю относительно корпуса, а на другой пластине он меняется от  $+U_m$  до  $-U_m$  (рис. 20.14, а). Соответственно меняются и потенциалы различных точек в пространстве между пластинами. При положительной полу-

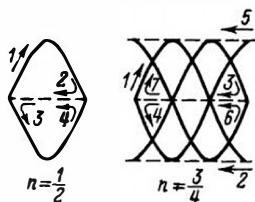


Рис. 20.13. Осциллограммы синусоидального напряжения при дробном соотношении частот

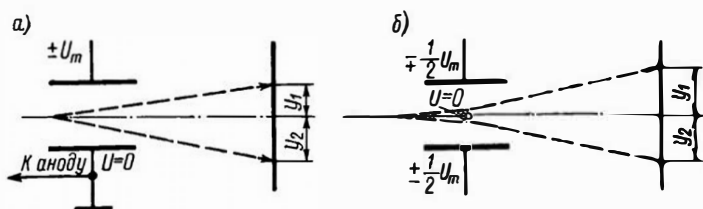


Рис. 20.14. Отклонение электронного луча при несимметричном (а) и симметричном (б) включении отклоняющих пластин

волне напряжения электроны пролетают через точки с потенциалами более высокими, чем  $U_{a2}$ . За счет этого скорость их увеличивается, а чувствительность трубки уменьшается. При отрицательной полувольтне электроны уменьшают скорость, так как потенциалы точек между пластинами ниже  $U_{a2}$ . Это приведет к увеличению чувствительности трубки. В результате отклонение  $y_1$  при положительной полувольтне будет меньше, чем отклонение  $y_2$  при отрицательной полувольтне. Осциллограмма синусоидального напряжения станет несинусоидальной, т. е. возникнут нелинейные искажения.

При симметричном включении ни одна из отклоняющих пластин не соединяется непосредственно с корпусом и вторым анодом, а точки нулевого потенциала находятся в средней плоскости между пластинами (рис. 20.14, б). Потенциалы пластин в любой момент одинаковы по значению и противоположны по знаку. На одной пластине потенциал принимает крайние значения  $\pm 0,5U_m$ , а на другой соответственно  $\mp 0,5U_m$ . Отклонение электронного луча к любой из пластин происходит в одинаковых условиях, и поэтому  $y_1 = y_2$ . На рис. 20.15 показан вариант симметричного включения отклоняющих пластин. Постоянное напряжение для начальной установки пятна снимается со сдвоенного резистора  $R_6, R'_6$ . При одновременном перемещении их движков с помощью одной ручки потенциалы отклоняющих пластин изменяются одинаково по значению, но противоположно по знаку.

Симметричное включение пластин уменьшает и другие неприятные яв-

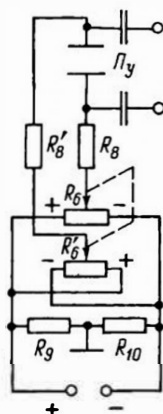


Рис. 20.15. Симметричное включение отклоняющих пластин

ния, например ухудшение фокусировки при смещении пятна к краю экрана.

Несимметричное включение пластин, более удаленных от прожектора, создает трапециевидные искажения. Они возникают вследствие наличия поля на пути электронов от одной пары пластин к другой. Пусть, например, на ближайšie к прожектору пластины  $П_y$ , включенные любым образом, подано переменное напряжение, а на пластинах  $П_x$  включенных несимметрично, напряжение равно нулю. Тогда на экране видна вертикальная светящаяся черточка 1 (рис. 20.16).

Если подать на пластину  $П_x$ , не соединенную с корпусом, положительный потенциал, то черточка сместится в сторону этой пластины (линия 2), но станет несколько короче. Это объясняется тем, что между положительно

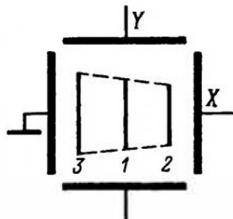


Рис. 20.16. Трапецеидальные искажения

заряженной пластиной  $P_x$  и пластинами  $P_y$ , образовалось дополнительное ускоряющее поле, которое несколько искривляет траектории электронов и уменьшает их отклонение, вызванное напряжением на пластинах  $P_y$ . При отрицательном потенциале той же пластины  $P_x$  на электроны, вылетевшие из пластин  $P_y$ , действует дополнительное тормозящее поле, которое несколько увеличит их отклонение; черточка на экране сместится влево и станет длиннее (линия 3). Рассмотренные светящиеся черточки образуют фигуру в виде трапеции, что объясняет название данных искажений. Для уменьшения искажений устанавливают экраны между пластинами  $P_x$  и  $P_y$  и придают более удаленным от прожектора пластинам специальную форму.

В настоящее время применяют, как правило, симметричное включение пластин, так как оно уменьшает многие виды искажений. Несимметричное включение можно применять в том случае, когда отклонение луча будет производиться только в одну сторону.

### 20.3. МАГНИТНЫЕ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ

Магнитные электронно-лучевые трубки, т. е. ЭЛТ с магнитной фокусировкой и магнитным отклонением луча, получили большое распространение, в частности, в качестве приемных телевизионных трубок (кинескопов) и индикаторных трубок радиолокаторов. Так как фокусирующая и отклоняющая системы в виде катушек находятся снаружи трубок, конструкция магнитных трубок про-

ще, нежели электростатических (рис. 20.17). Электронный прожектор имеет катод, модулятор и анод. Иногда анодом является проводящий слой. В некоторых трубках между анодом и управляющим электродом есть еще экранирующий электрод, на который подается постоянное положительное напряжение в несколько сотен вольт. Питание прожектора осуществляется так же, как в электростатической трубке, но при этом не требуется регулировки анодного напряжения для целей фокусировки.

Расходящийся поток электронов подается из прожектора в магнитное поле фокусирующей катушки  $\Phi K$ , которая питается постоянным током. На рисунке она показана в разрезе. Возможна магнитная фокусировка длинной или короткой катушкой. В первом случае поток электронов проходит однородное магнитное поле внутри длинной катушки (рис. 20.18) и электронные траектории являются винтовыми линиями. Если электроны выходят из точки  $B$  на оси катушки, то после каждого оборота они снова пересекут ось, т. е. сфокусируются в точках  $B_1$ ,  $B_2$  и т. д. Это показывают проекции траекторий на плоскость, пер-

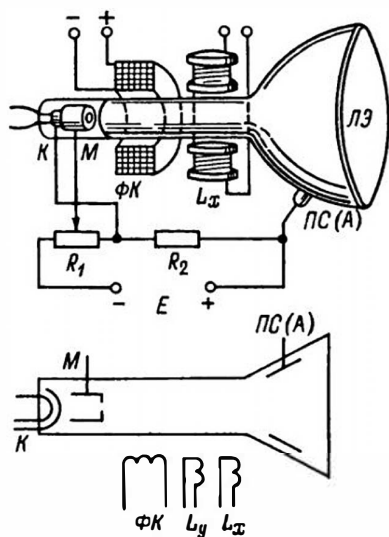


Рис. 20.17. Принцип устройства и условное графическое обозначение магнитной электронно-лучевой трубки

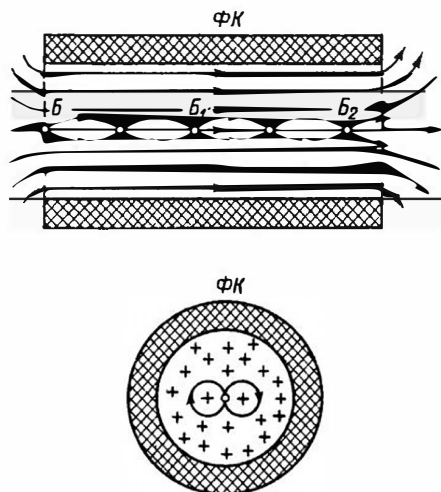


Рис. 20.18. Фокусировка длинной катушкой

пендикулярную оси катушки. Они являются окружностями, выходящими из точки  $B$  и возвращающимися в эту же точку. (На рисунке показаны траектории только двух электронов.)

Фокусировка длинной катушкой встречается в некоторых специальных электронных приборах. В ЭЛТ применяют неоднородное магнитное поле короткой катушки — в качестве *короткой магнитной линзы* (рис. 20.19). Движение электронов в таком поле сложно, и мы рассмотрим его приближенно. Разделим поле на две половины ( $I$  и  $II$ ) плоскостью, проходящей через середину катушки перпендикулярно ее оси. По обе стороны от этой плоскости магнитная индукция убывает вдоль оси катушки. Когда из точки  $B$  в первую половину поля вхо-

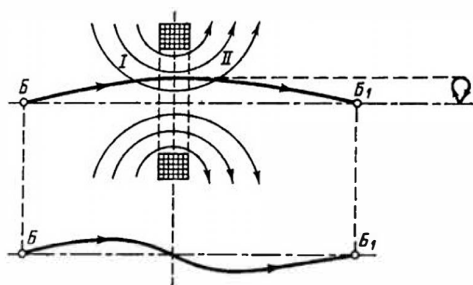


Рис. 20.19. Фокусировка короткой катушкой

дит расходящийся поток электронов, то их траектории искривляются. В однородном поле траектории были бы винтовыми линиями, но в данном случае вследствие неоднородности поля они более сложны.

В первой половине поля магнитная индукция возрастает. Поэтому искривление траекторий усиливается и становится наибольшим на границе областей  $I$  и  $II$ . Далее магнитная индукция убывает и искривление траекторий ослабевает. Когда электроны выходят за пределы поля, они продолжают свой путь по инерции — по прямым линиям<sup>1</sup>, которые пересекают ось трубки в точке  $B_1$ . Как видно, электроны летят по сложным пространственным кривым, которые условно можно назвать винтовыми линиями с переменным радиусом. Чтобы лучше представить себе траекторию электрона, на рис. 20.19 даны проекции траектории на три взаимно перпендикулярные плоскости. Так как скорость электронов велика, то эти траектории являются лишь небольшой частью одного оборота винтовой линии.

Для усиления действия фокусирующую катушку помещают в экран, или панцирь, из мягкой стали (рис. 20.20). Тогда магнитная индукция увеличивается.

Магнитодвижущая сила фокусирующей катушки, необходимая для фокусировки, приближенно определяется по формуле

$$F_m = Iw \approx 240 \sqrt{U_a d / l}, \quad (20.9)$$

где  $d$  — средний диаметр катушки, см;  $l$  — расстояние от катушки до экрана, см;  $U_a$  — напряжение анода, кВ;  $w$  — число витков катушки;  $I$  — ток, А.

Обычно число витков составляет несколько сотен или тысяч. Например, при  $I = 0,1$  А,  $d = 6$  см,  $l = 18$  см и  $U_a = 3$  кВ магнитодвижущая сила  $F_m = 240 \sqrt{3 \cdot 6 / 18} = 240$  А и  $w = 240 / 0,1 = 2400$ .

<sup>1</sup> В литературе иногда ошибочно показывают, что за пределами поля электроны движутся по криволинейным траекториям.

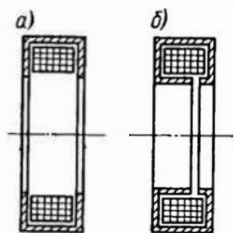


Рис. 20.20. Фокусирующие катушки в стальном панцире с широкой (а) и узкой (б) щелью

При стальном панцире требуется значительно меньшее число витков. Правильная фокусировка достигается регулировкой тока в катушке с помощью переменного резистора. Направление тока в фокусирующей катушке не играет роли. Вместо фокусирующей катушки иногда применяют постоянный магнит в виде кольца с регулировкой фокусировки передвижением магнита вдоль трубки или перемещением магнитного шунта, ответвляющего часть магнитного потока.

Для магнитного отклонения электронного луча служат две пары отклоняющих катушек, расположенные под прямым углом друг к другу. На рис. 20.17 для упрощения показана только одна пара катушек  $L_x$  с вертикально направленным вектором поля. Это поле отклоняет луч по горизонтали. Другая пара катушек  $L_y$  создает поле с горизонтально направленным вектором магнитной индукции и отклоняет луч по вертикали.

Если считать приближенно, что поле каждой пары катушек внутри трубки однородно, то электроны в этом поле движутся по дуге окружности с центром в точке  $O$ , а выйдя из поля, — по прямой линии (рис. 20.21). Электронный луч получает угловое отклонение  $\alpha$ , и светящееся пятно на экране смещается на расстояние  $y$ . Чувствительностью магнитной трубки можно назвать отношение отклонения светящегося пятна на экране к намагничивающей силе, вызвавшей это отклонение:

$$S_y = y/F_y = y/(I_y w_y); \quad (20.10)$$

аналогичная формула есть и для  $S_x$ .

У современных трубок чувствительность не превышает десятых долей миллиметра на ампер. Она зависит от конструкции трубки и отклоняющих катушек, а также от режима трубки. Эта зависимость имеет вид

$$S_y = \gamma l / \sqrt{U_a}, \quad (20.11)$$

где  $l$  — расстояние от оси катушки до экрана, мм, а коэффициент  $\gamma$ , характеризующий конструкцию отклоняющих катушек, обычно равен  $(0,1 - 0,2) \text{ В}^{1/2}/\text{А}$ .

Например, если  $\gamma = 0,15$ ,  $l = 200 \text{ мм}$  и  $U_a = 2500 \text{ В}$ , то  $S_y = 0,15 \cdot 200 / \sqrt{2500} = 0,6 \text{ мм/А}$ .

Коэффициент  $\gamma$  для данного типа отклоняющих катушек может быть определен на опыте. Находят  $S_y$  по формуле (20.10), а затем, зная  $l$  и  $U_a$ , определяют  $\gamma$  из формулы (20.11).

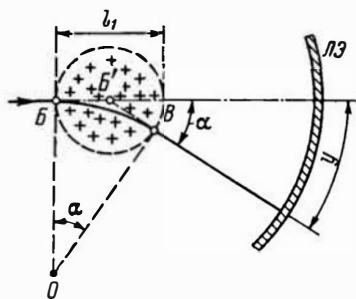


Рис. 20.21. Отклонение электронного луча в магнитном поле катушек

Чувствительность магнитных трубок меньше зависит от анодного напряжения ( $U_a$  под знаком корня), нежели у электростатических. Не следует сравнивать чувствительность электростатических и магнитных ЭЛТ, так как она выражается в различных единицах.

Для усиления магнитного поля применяют замкнутые сердечники из мягкой стали или других ферромагнитных материалов. На более высоких частотах сердечники обычно не применяют и делают катушки специальной формы. Они охватывают трубку и создают более однородное поле. Для уменьшения магнитного рассеяния катушки помещают в ферромагнитный экран.

В прошлом магнитная фокусировка давала лучшие результаты, нежели электростатическая. Но в современных трубках электростатическая фокусировка по качеству не уступает магнитной. Сравним обе системы.

Электростатическая фокусировка экономична, так как не требуется мощности на создание тока в фокусирующей катушке. При магнитном же отклонении источники, питающие отклоняющие катушки, должны иметь довольно большую мощность. Но зато магнитное отклонение позволяет упростить конструкцию трубки (поскольку фокусирующая катушка или фокусирующий магнит устанавливается снаружи трубки, а не монтируется внутри в вакууме) и дает возможность отклонять луч на очень большие углы. Это приводит к значительному уменьшению длины трубок даже при больших размерах экрана. При магнитном отклонении отсутствуют также рассмотренные в § 20.2 искажения изображений. Следует, однако, отметить, что индуктивность отклоняющих катушек увеличивает инерционность процесса отклонения, и поэтому магнитная отклоняющая система не может хорошо работать на очень высоких частотах. Кроме того, входное сопротивление отклоняющих катушек мало на низких частотах, а на высоких частотах оно снижается из-за влияния собственной емкости катушек. А входное сопротивление электростатической отклоняющей системы достаточно велико даже на высоких частотах.

## 20.4. ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЙ ЭКРАН

Для получения нужной яркости, цвета свечения и длительности послесвечения к люминофору добавляют *активаторы*. Ими обычно служит серебро, марганец или медь. Длительное послесвечение у радиолокационных трубок достигается применением меди в качестве активатора. Активация серебром обеспечивает в кинескопах среднее послесвечение.

Наиболее часто применяемые люминофоры имеют следующие свойства.

Оксид цинка дает фиолетовое или зеленое свечение и обладает коротким послесвечением, что необходимо для осциллографии. Различные смеси сернистого цинка и сернистого кадмия дают яркое свечение любого цвета, в частности белого, с послесвечением от долей микросекунды до минут. Для визуального наблюдения служат люминофоры из искусственного или естественного (минерал виллемит) кремнекислого цинка с марганцем в качестве активатора. Они имеют цвет свечения от зеленого до желто-оранжевого и небольшое послесвечение. Сине-фиолетовое свечение с коротким послесвечением дают экраны из вольфрамово-кислого бария, кальция, магния, кадмия, цинка и стронция (вольфраматы).

Яркость свечения приблизительно пропорциональна квадрату разности потенциалов между экраном и катодом, т. е. возрастает при увеличении скорости электронов в луче. Существует некоторая минимальная энергия электронов, необходимая для возникновения свечения. Она составляет десятки — сотни электрон-вольт. При меньших энергиях электроны не проникают в кристаллическую решетку люминофора. При энергиях электронов в несколько килоэлектрон-вольт глубина проникновения не превышает 1 мкм. Для малых токов луча яркость пропорциональна плотности тока, но с увеличением последней выше некоторого значения яркость не возрастает (*эффект насыщения*).

*Коэффициент полезного действия люминофора*, т. е. отношение энергии видимого излучения к общей энергии бомбардирующих электронов, не превышает нескольких процентов. Большая часть энергии луча расходуется на нагревание экрана, выбивание вторичных электронов и испускание ультрафиолетовых и рентгеновских лучей.

Люминесцентный экран характеризуется *светоотдачей*, т. е. силой света на 1 Вт мощности электронного луча. Светоотдача максимальна при температуре люминофора от 0 до 80 °С. С дальнейшим повышением температуры светоотдача падает; при 400 °С свечение вообще прекращается.

*Нарастание свечения, или разгорание экрана*, после начала его бомбардировки электронами происходит не мгновенно. После прекращения бомбардировки наблюдается постепенное *затухание люминесценции*, т. е. *послесвечение экрана*. В начале затухания резко уменьшается яркость свечения, а затем спад ее замедляется. *Временем послесвечения экрана* считают интервал между моментом прекращения электронной бомбардировки и моментом, когда яркость свечения уменьшается до 1% начального значения. Различают очень короткое послесвечение — меньше  $10^{-5}$  с, короткое — от  $10^{-5}$  до 0,01 с, среднее — от 0,01 до 0,10 с, длительное — от 0,1 до 16 с и очень длительное — свыше 16 с.

Важную роль играет вторичная электронная эмиссия люминесцентного экрана. Коэффициент вторичной эмиссии  $\sigma$  зависит от энергии первичных электронов, которая определяется потенциалом экрана  $U$ , относительно катода и достигает максимума при энергии электронов в сотни электрон-вольт, а затем уменьшается (рис. 20.22). Свечение экрана будет постоянным, если потенциал экрана не меняется, а это возможно при условии, что число электронов, поступающих на экран, равно числу вторичных электронов, уходящих с экрана. Такой режим является установившимся. Ясно, что люминофоры с  $\sigma < 1$  непригодны для экранов. Люминофор должен иметь  $\sigma > 1$ .

При начальном потенциале экрана ниже  $U_1$  работа невозможна, так как при  $\sigma < 1$  потенциал экрана при попадании на него электронов будет уменьшаться. Если потенциал экрана находится в пределах между  $U_1$  и  $U_2$ , то  $\sigma > 1$  и экран имеет в установившемся

режиме потенциал на несколько вольт больше потенциала второго анода и соединенного с ним проводящего слоя. Тогда для вторичных электронов создается тормозящее поле, которое возвращает часть их на экран. Остальные электроны благодаря более высоким начальным скоростям уходят на проводящий слой. Ток вторичных электронов равен току электронного луча. Поскольку потенциалы проводящего слоя и экрана относительно катода обычно высокие, то, пренебрегая разницей между ними в несколько вольт, можно считать, что они равны.

Если же начальный потенциал  $U_3$  выше, чем  $U_2$ , то при попадании на экран электронов его потенциал будет понижаться и установится близким к потенциалу второго анода  $U_{a2}$ , так как тогда число приходящих первичных электронов равно числу уходящих вторичных. Потенциал  $U_2$  является наибольшим возможным для данного люминофора, и его называют *критическим*. Для разных люминофоров он неодинаков и находится в пределах 5–35 кВ. Роль критического потенциала весьма существенна для трубок. Чем он выше, тем больше может быть скорость электронов в луче, а значит, и яркость изображения на экране.

Очевидно, что нет никакого смысла устанавливать значение  $U_{a2}$  выше критического потенциала  $U_2$ , так как скорость электронов при ударе об экран определяется значением  $U_3$ , а не  $U_{a2}$ . Например, если  $U_{a2} = 10$  кВ и  $U_3 = 6$  кВ, то электроны вылетят из второго анода с энергией около 10 кэВ, но на пути в тормозящем поле от анода до экрана они потеряют 4 кэВ и будут ударять в экран с энергией 6 кэВ. Но то же было бы и при  $U_{a2} = 6$  кВ.

Под влиянием электронной бомбардировки наблюдается постепенное уменьшение светоотдачи экрана. Но после «отдыха» прежняя светоотдача восстанавливается. При длительной эксплуатации возникает необратимое снижение светоотдачи — *выжигание экрана*. Места экрана, которые сильнее бомбардировались электронами, темнеют и тем

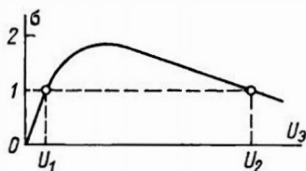


Рис. 20.22. Зависимость коэффициента вторичной эмиссии люминесцентного экрана от энергии первичных электронов



больше, чем больше мощность электронного луча. Увеличение плотности тока луча влияет на выжигание сильнее, нежели повышение скорости электронов. Поэтому лучше применять более высокое анодное напряжение при меньшем токе луча. Напомним, что повышение напряжения  $U_{a2}$  улучшает также фокусировку.

Желательно иметь изображение с достаточной, но наименьшей яркостью. Не следует получать на экране неподвижное пятно большой яркости, так как это приводит к выжиганию экрана. Электронный луч значительной мощности может также расплавить стекло.

Люминофор разрушается от бомбардировки его отрицательными ионами, которые вместе с электронами выделяются из оксидного катода. Ионы, имея большую массу, почти не искривляют свои траектории под действием магнитных полей. Поэтому в магнитных трубках ионы летят несфокусированным потоком и бомбардируют все время одну и ту же центральную часть экрана, на которой образуется темное *ионное пятно*. Для его устранения применяют специальные электронные прожекторы с *ионными ловушками* (см. § 20.5).

В ионном пятне выжженным является поверхностный слой люминофора. Если повысить анодное напряжение, то электроны проникают глубже в люминофор и вызывают интенсивную люминесценцию. Таким путем можно полностью или частично устранить на некоторое время ионное пятно. Конечно, при этом нельзя превышать допустимое анодное напряжение. В электростатических трубках ионы фокусируются и отклоняются так же, как электроны. У таких трубок ионное пятно не наблюдается. Но с течением времени уменьшается коэффициент вторичной эмиссии экрана, а следовательно, критический потенциал и яркость свечения.

Для улучшения свойств экрана поверхность люминофора со стороны луча покрывают алюминиевой пленкой толщиной 0,1—2,0 мкм. Эта пленка соединена с проводящим слоем трубки. Металлизированные экраны имеют ряд преимуществ. Вторичная эмиссия люми-

нофора уже не нужна. Проводимость алюминиевого слоя обеспечивает уход электронов с экрана в цепь второго анода. Поэтому критический потенциал экрана может быть много выше, чем без металлизации. Следовательно, возможны большие скорости электронов, что увеличивает яркость свечения. Увеличению яркости способствует отражение световых лучей от алюминиевой пленки. Ионы, имеющие сравнительно небольшую скорость, не пробивают алюминиевую пленку, и ионного пятна не возникает. А электроны, обладая большой скоростью, проникают сквозь металлическую пленку в люминофор, хотя и расходуют часть энергии на пробивание пленки.

Металлизированные экраны применяют в трубках, работающих с высокими анодными напряжениями. При низких анодных напряжениях применение таких экранов нецелесообразно, так как слишком большая часть энергии электронов будет теряться (расходоваться на пробивание металлической пленки).

Изображение на экране желательно иметь четким и контрастным. Однако ряд причин препятствует этому. Контрастность ухудшается из-за попадания на экран внешнего света, если изображение наблюдается не в темном помещении. Понижение контрастности и четкости создает также ореол — светлое кольцо вокруг светящегося пятна. Иногда наблюдается два кольца или больше. Происхождение ореола поясняет рис. 20.23. От пятна основная часть световых лучей проходит сквозь стекло наружу, а лучи, идущие под значительным углом падения к внешней поверхности стекла, испытывают полное внутреннее отражение, возвращаются к люминесцентному слою и рассеиваются на нем, образуя первое кольцо ореола. Часть этих лучей может снова испытать полное внутреннее отражение и создать второе кольцо ореола и т. д.

Заметно снижается контрастность за счет отражения лучей света от стенок конической части трубки (рис. 20.24, а). Для уменьшения засветки экрана от такого отражения делают трубки специальной формы (рис. 20.24, б и в).

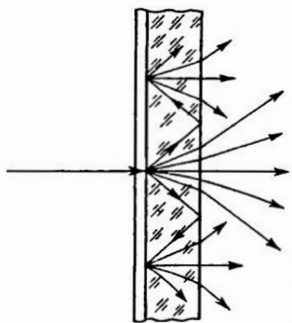


Рис. 20.23. Образование ореола вокруг электронного пятна

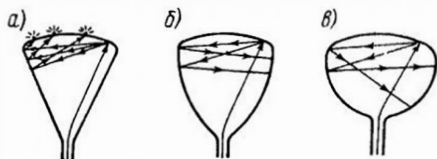


Рис. 20.24. Влияние формы баллона трубки на отражение световых лучей от его стенок

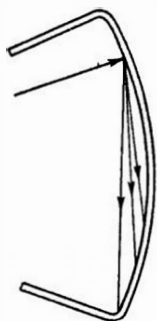


Рис. 20.25. Засветка сферического экрана лучами от электронного пятна

За счет кривизны экрана происходит непосредственное освещение его лучами от электронного пятна (рис. 20.25). У плоского экрана этого недостатка нет. Но из-за большого атмосферного давления стекло экрана значительных размеров приходится делать слегка выпуклым. У алюминированного экрана подобные засветки отсутствуют, так как слой алюминия не пропускает световые

лучи внутрь трубки. Слабую люминесценцию экрана могут также вызвать рассеянные электроны, возникающие за счет вторичной или электростатической эмиссии из электродов.

## 20.5. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О РАЗЛИЧНЫХ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫХ ТРУБКАХ

В электронных осциллографах используют главным образом электростатические ЭЛТ. В индикаторных устройствах радиолокационных и гидроакустических станций применяют, как правило, трубки с магнитным отклонением, а фокусировка может быть магнитной или электростатической. Индикаторные трубки обычно работают с так называемой *яркостной отметкой*, когда приходящие сигналы подаются на модулятор трубки и отпирают ее. Применение магнитной отклоняющей системы в таких трубках позволяет уменьшить искажения изображений и улучшить фокусировку при больших отклонениях луча. Для одновременного наблюдения двух процессов выпускают *двухлучевые трубки*, имеющие в баллоне две однолучевые системы.

Специальные двухцветные индикаторные ЭЛТ, называемые *эмитронами*, имеют экран из двух люминофоров, дающих свечение разного цвета. В зависимости от энергии электронов луча получается свечение того или иного цвета. В прошлые годы выпускались *запоминающие ЭЛТ*, в которых передаваемое изображение можно было не только видеть на экране, но и зафиксировать, для того чтобы повторять его. Например, в *потенциалоскопе* перед экраном находится мелкоструктурная сетка, называемая *мишенью* и покрытая пленкой высококачественного диэлектрика с коэффициентом вторичной эмиссии больше единицы. Под ударами электронов луча в разных местах этой пленки возникает положительный заряд, который зависит от интенсивности луча. На пленке получается так называемый *потенциальный рельеф*, в разных точках которого изменение потенциала соот-

ветствует яркости разных точек передаваемого изображения. Зафиксированное таким образом изображение может храниться длительное время. Однако в последнее время запоминающие трубки уступили место различным устройствам памяти, применяемым в микроэлектронике.

Особое место занимают ЭЛТ с темновой записью, называемые *скиатронами*. У них в отличие от обычных ЭЛТ под действием электронного луча вещество экрана изменяет коэффициент отражения внешнего света и получается темное изображение на светлом экране.

*Кинескопы* для телевизионных приемников делают, как правило, с магнитным отклонением, и они имеют магнитную или электростатическую фокусировку. Магнитное отклонение в кинескопах позволяет улучшить фокусировку и увеличить яркость изображения, так как возможно применение более высокого анодного напряжения. Некоторые кинескопы оформляют в металlostеклянном баллоне.

Во многих кинескопах устраивают *ионные ловушки*, не допускающие попадания отрицательных ионов на экран и образования ионного пятна. Ловушки обычно работают по принципу разделения потоков электронов и ионов с помощью магнитного поля. Один из вариантов ионной ловушки показан на рис. 20.26. Ось катода, модулятора и экранирующего электрода расположена под углом к оси трубки, а ось анода имеет излом. Поток отрицательных ионов (сплошные линии) и электронов (штриховые линии), входя в анод, попадает в поперечное магнитное поле постоянного магнита (заштрихованная область). Ионы, обладающие большой

массой, почти не отклоняются магнитным полем и попадают на анод. А траектории электронов искривляются, и электроны вылетают из отверстия анода. Постоянный магнит ловушки устанавливается снаружи трубки. Для нормальной работы кинескопа положение магнита подбирается.

Современные кинескопы имеют прямоугольный экран и угол отклонения электронного луча по диагонали  $110^\circ$ . Эти кинескопы по сравнению с более старыми, в которых угол отклонения луча был  $70^\circ$ , имеют меньшую длину.

Для получения телевизионного изображения на большом внешнем экране служат *проекционные кинескопы*, имеющие небольшой экран с очень ярким свечением. С помощью оптической системы изображение проецируется таким кинескопом на экран размером  $1-2 \text{ м}^2$ . Изображение еще большего размера можно получить с помощью *квантоскопа*, представляющего собой ЭЛТ, у которой вместо обычного экрана так называемая *матрица полупроводниковых лазеров*, возбуждаемых электронным лучом.

Широкое применение получили в настоящее время *цветные кинескопы*. Принцип их работы основан на том, что для получения нужного цвета свечения необходимо осуществить смешение в разном соотношении трех основных цветов: синего, зеленого и красного, так как человеческий глаз имеет светочувствительные элементы трех типов, воспринимающие именно эти три цвета.

Экран цветного кинескопа содержит большое количество миниатюрных крипинок люминофоров, дающих синее, зеленое и красное свечение (например, по 500 000 крипинок для каждого цвета). На эти крипинки направляются электронные лучи от трех самостоятельных электронных прожекторов. Перед экраном в так называемом *масочном кинескопе* расположена маска — непрозрачная пластина с отверстиями, число которых равно числу люминофорных групп, т. е., например, 500 000. С помощью сложной отклоняющей системы все три луча проходят через отверстие маски и попадают каждый на

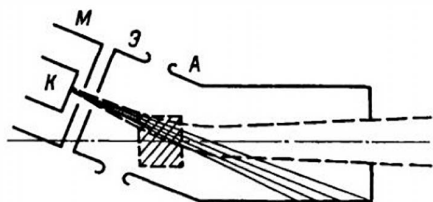


Рис. 20.26. Схема ионной ловушки

крупинку люминофора своего цвета. Развертывающее устройство заставляет лучи пробегать весь экран по строкам, а сигналы изображения модулируют лучи, изменяя их интенсивность. В результате в разных местах экрана получается свечение того или иного цвета большей или меньшей яркости, создающее передаваемое изображение.

**Характрон.** В последние годы стали широко применяться так называемые *знакопечатающие ЭЛТ*, или *ЭЛТ со знаковой индикацией*. Они используются в качестве единого оконечного индикаторного прибора для группы радиолокационных и гидроакустических станций (РЛС и ГАС), установленных, например, на морских судах. Наибольшее распространение получил *характрон*. На рис. 20.27 показана система, в которую входит характрон. Несколько РЛС и ГАС подключены к электронно-вычислительной машине (ЭВМ), которая обрабатывает получаемые сигналы с информацией о тех или иных объектах. От ЭВМ сигналы поступают в специальное устройство управления характроном. Различные объекты, обнаруженные РЛС и ГАС, отображаются на экране характрона в виде небольших табличек, называемых *формулярами* и состоящих из нескольких знаков (буквы, цифры и т. п.). Одновременно видны формуляры различных объектов, причем они располагаются соответственно координатам объектов и отображают их передвижение (рис. 20.28). Таким образом, с помощью характрона можно наблюдать сразу всю окружающую обстановку, т. е. характрон заменяет несколько индикаторных ЭЛТ, подключаемых в более старых системах к отдельным

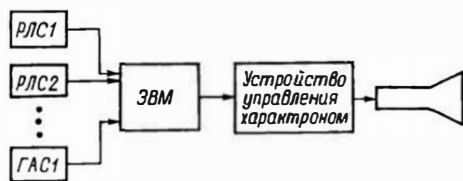


Рис. 20.27. Структурная схема системы РЛС и ГАС с характроном

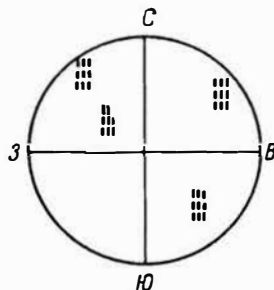


Рис. 20.28. Формуляры на экране характрона

РЛС и ГАС. В этом заключается основное преимущество характрона.

Принцип устройства одного из характронных показан на рис. 20.29. Электронный луч, изображенный штриховой линией, создается электронным прожектором ЭП. Две пары отклоняющих пластин, называемых *выбирающими (ВП)*, направляют луч на *матрицу М*. Она представляет собой металлическую пластину с отверстиями в форме тех или иных знаков. Число отверстий может быть несколько десятков, а их размер не превышает десятых долей миллиметра и несколько меньше диаметра луча. На выбирающие пластины подаются необходимые напряжения от управляющего устройства, которым «командует» ЭВМ. После матрицы электронный луч в сечении приобретает форму соответствующего знака.

Так как, пройдя матрицу, луч отклоняется к стенке трубки, то с помощью *фокусирующей катушки ФК* и *корректирующих пластин КП* луч снова направляется вдоль оси трубки и проходит *формулярные пластины ФП*, служащие для небольшого отклонения луча в пределах формуляра. Конечно, напряжения на КП и ФП согласованы с напряжениями на ВП. Фокусирующая катушка имеет еще дополнительные обмотки для компенсации наклона знаков, возникающего под действием магнитного поля основной обмотки.

Для того чтобы формуляр был виден на экране именно в том месте, которое соответствует координатам данного объекта, служат *адресные отклоняющие катушки АОК*. Электронный

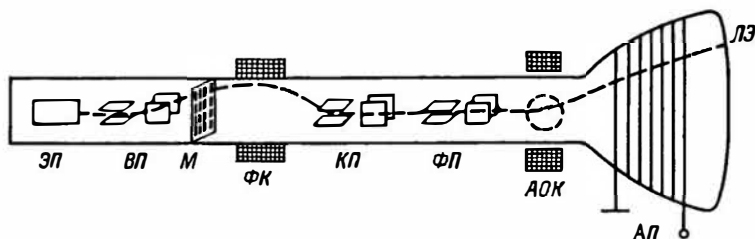


Рис. 20.29. Принцип устройства характрона

прожектор работает при сравнительно невысоких напряжениях, и поэтому скорость электронов в луче не очень велика. Это позволяет отклонять луч с помощью не слишком больших напряжений и токов, что упрощает управляющее устройство. Для повышения яркости формуляров применяется послеускорение. Анод послеускорения АП сделан в виде проводящего винтового ленточного слоя с большим сопротивлением. Напряжение послеускорения постепенно возрастает от витка к витку такого анода, и это обеспечивает минимальные искажения изображения на экране. Конечно, существуют характроны

и других типов, у которых вместо отклоняющих пластин применяются отклоняющие катушки и, наоборот, вместо отклоняющих катушек — отклоняющие пластины, а также имеются некоторые дополнительные детали.

Диаметр экрана у характронов может быть до нескольких десятков сантиметров. Размер знаков на экране 2,5—3,5 мм. Чтобы изображение формуляров на экране не мигало, оно повторяется 15—20 раз в секунду. Скорость работы современных характронов совместно с управляющим устройством такова, что за одну секунду могут формироваться десятки тысяч знаков.

## ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

# ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ И ИНДИКАТОРНЫЕ ПРИБОРЫ

## 21.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ РАЗРЯД В ГАЗАХ

Газоразрядными (ионными) называют электровакуумные приборы с электрическим разрядом в газе или парах. Как правило, газ в таких приборах находится под пониженным давлением. Электрический разряд в газе — это совокупность явлений, сопровождающих прохождение электрического тока через газ (или пар). При таком разряде протекает несколько основных процессов.

**Возбуждение атомов.** При возбуждении атома под ударом электрона один из электронов атома переходит на более удаленную от ядра орбиту, т. е. на более

высокий энергетический уровень. Такое возбужденное состояние атома длится обычно  $10^{-7}$ — $10^{-9}$  с, после чего электрон возвращается на нормальную орбиту и при этом отдает в виде излучения энергию, которую атом получил при возбуждении от ударившего электрона. Излучение сопровождается свечением газа, если испускаемые лучи относятся к видимой части электромагнитного спектра.

Для того чтобы произошло возбуждение атома, ударяющий электрон должен иметь определенную энергию, так называемую *энергию возбуждения*.

**Ионизация.** Ионизация атомов (или молекул) газа происходит при энергии

ударяющего электрона большей, чем энергия возбуждения. В результате ионизации из атома выбивается электрон. Следовательно, в пространстве будут два свободных электрона, а сам атом превратится в положительный ион. Если эти два свободных электрона при движении в ускоряющем поле наберут достаточную энергию, то каждый из них может ионизировать новый атом. Тогда свободных электронов будет уже четыре, а ионов — три. Эти электроны снова могут произвести ионизацию. Таким образом, происходит лавинообразное нарастание числа электронов и ионов.

Возможна также ступенчатая ионизация. От удара одного электрона атом переходит в возбужденное состояние и, не успев вернуться в нормальное состояние, ионизируется от удара второго электрона. Увеличение в газе числа заряженных частиц за счет ионизации называют *электризацией газа*.

Ниже приведены значения энергии возбуждения и ионизации (в электрон-вольтах) для некоторых газов:

	$W_{\text{воз}}$	$W_{\text{ион}}$
Водород . . . . .	11,1	13,5
Гелий . . . . .	20,8	24,5
Неон . . . . .	16,6	21,5

	$W_{\text{воз}}$	$W_{\text{ион}}$
Аргон . . . . .	11,6	15,5
Ксенон . . . . .	8,4	12,1
Криптон . . . . .	10,4	14,0

**Рекомбинация.** Наряду с ионизацией в газе происходит и обратный процесс нейтрализации противоположных по знаку зарядов. Положительные ионы и электроны совершают в газе беспорядочное (тепловое) движение и, приближаясь друг к другу, могут соединиться, образуя нейтральный атом. Этому способствует взаимное притяжение разнородных заряженных частиц. Восстановление нейтральных атомов называют *рекомбинацией*. Полученный в результате рекомбинации нейтральный атом может снова ионизироваться, а затем его составные части — положительный ион и

электрон опять могут рекомбинировать и т. д.

Рекомбинация приводит к уменьшению числа заряженных частиц, т. е. к *деионизации* газа. В зависимости от перевеса ионизации или рекомбинации соответственно увеличивается или уменьшается число заряженных частиц. В установившемся режиме число электронов (или ионов), возникающих за 1 с вследствие ионизации, равно числу нейтральных атомов, получающихся за то же время в результате рекомбинации. При возникновении электрического разряда в газе ионизация имеет перевес над рекомбинацией. Наоборот, при уменьшении интенсивности электрического разряда рекомбинация имеет перевес над ионизацией. А с прекращением разряда ионизация исчезает, и вследствие рекомбинации восстанавливается нейтральное состояние газа.

Поскольку на ионизацию затрачивается энергия, то положительный ион и электрон, получившиеся после ионизации, имеют в сумме энергию большую, чем нейтральный атом. Поэтому рекомбинация сопровождается выделением лучистой энергии. Обычно при этом наблюдается свечение газа.

Для рекомбинации требуется некоторый промежуток времени, и поэтому деионизация в зависимости от рода газа и его давления совершается за  $10^{-5} - 10^{-3}$  с. Таким образом, по сравнению с электронными газоразрядными приборами значительно более инерционны и, как правило, не могут работать на высоких частотах. Основная причина инерционности — именно малая скорость деионизации (время возникновения разряда составляет  $10^{-7} - 10^{-6}$  с, т. е. электризация происходит гораздо быстрее).

**Виды электрических разрядов в газах.** Различают *самостоятельный* и *несамостоятельный* разряд в газе. Самостоятельный разряд поддерживается под действием только электрического напряжения. Несамостоятельный разряд может существовать при условии, что помимо электрического напряжения действуют еще какие-либо внешние ионизирующие факторы. Ими могут быть лучи света, радиоактивное излучение,

термоэлектронная эмиссия накаливаемого электрода и др. Рассмотрим основные виды электрических разрядов.

*Темный, или тихий, разряд* является несамостоятельным. Он характеризуется плотностью тока в единицы микроампер на квадратный сантиметр и весьма малой плотностью объемного заряда. Поле, созданное приложенным напряжением, при темном разряде практически не зависит от плотности объемного заряда, влиянием которого можно пренебречь. Свечение газа обычно незаметно. В газоразрядных приборах для радиоэлектроники темный разряд не используется, но он предшествует другим видам разряда.

*Тлеющий разряд* относится к самостоятельным. Для него характерно свечение газа, напоминающее свечение тлеющего угля. Плотность тока при этом достигает единиц и десятков миллиампер на квадратный сантиметр, и образуется объемный заряд, существенно влияющий на электрическое поле между электродами. Напряжение для тлеющего разряда составляет десятки или сотни вольт. Разряд поддерживается за счет электронной эмиссии катода под ударами ионов.

Основные приборы тлеющего разряда — *стабилитроны* (газоразрядные стабилизаторы напряжения), *газосветные лампы*, *тиратроны тлеющего разряда*, *знаковые индикаторные лампы* и *декатроны* (газоразрядные счетные приборы).

*Дуговой разряд* получается при плотности тока, значительно большей, чем в тлеющем разряде. К приборам несамостоятельного дугового разряда относятся *газотроны* и *тиратроны с накаливаемым катодом*. В *ртутных вентиллях (экситронах)* и *игнитронах*, имеющих жидкий ртутный катод, а также в *газовых разрядниках* происходит самостоятельный дуговой разряд.

При дуговом разряде плотность тока может достигать до сотен ампер на квадратный сантиметр и объемный заряд сильно влияет на процессы в газе. Ток дугового разряда поддерживается за счет термоэлектронной эмиссии накаливаемого твердого катода или электростатической эмиссии жидкого ртутного

катода. При дуговом разряде почти все напряжение (10—20 В) сосредоточено около катода. Малое падение напряжения при большом токе — особенность дугового разряда. Этот разряд сопровождается интенсивным свечением газа. Дуговой разряд может быть не только при пониженном, но и при нормальном или повышенном давлении, например в киноаппаратах и прожекторах.

*Искровой разряд* имеет сходство с дуговым. Он представляет собой кратковременный (импульсный) электрический разряд при сравнительно высоком давлении газа, например при нормальном атмосферном. Обычно в искре наблюдается ряд импульсных разрядов, следующих друг за другом. Искровой разряд используется в разрядниках, служащих для кратковременного замыкания тех или иных цепей.

*Высокочастотные разряды* могут возникать в газе под действием переменного электромагнитного поля даже при отсутствии токоподводящих электродов (*безэлектродный разряд*).

*Коронный разряд* является самостоятельным и используется в газоразрядных приборах для стабилизации напряжения. Он наблюдается при сравнительно больших давлениях газа в тех случаях, когда хотя бы один из электродов имеет очень малый радиус (острие, заостренный край, тонкая проволока и др.). Тогда поле между электродами получается неоднородным и около заостренного электрода, называемого *коронирующим*, напряженность поля резко увеличивается. Коронный разряд возникает при напряжении в сотни или тысячи вольт и характеризуется малыми токами.

Разрядный промежуток при коронном разряде имеет две области: *коронирующий слой* около коронирующего электрода и остальную часть, называемую *внешней областью*. В коронирующем слое происходит возбуждение и ионизация атомов, а также свечение газа. Обычно коронирующим электродом является анод. На границе коронирующего слоя и внешней области возникают свободные электроны за счет ионизации газа световыми квантами (фото-

нами), источником которых служит коронирующий слой. Поток электронов движется к аноду и на своем пути возбуждает и ионизирует атомы.

Во внешней области, которая остается темной, ионизация и возбуждение атомов отсутствуют вследствие малой напряженности поля, а происходит лишь движение частиц, имеющих заряд того же знака, что и у коронирующего электрода. При коронирующем аноде во внешней области движутся положительные ионы.

Поскольку при коронном разряде возбуждение и ионизация охватывают только часть разрядного промежутка, этот разряд считают *неполным пробоем газа* (полным пробоем является искровой или дуговой разряд). При увеличении напряжения ток растет, коронирующий слой расширяется и разряд переходит в искровой, если давление газа значительно, или тлеющий, если давление низкое.

## 21.2. ТЛЕЮЩИЙ РАЗРЯД

Рассмотрим тлеющий разряд между плоскими электродами (рис. 21.1). При отсутствии разряда, когда объемного заряда нет, поле однородно и потенциал между электродами распределен по линейному закону (кривая 1). В электронном (вакуумном) приборе при наличии эмиссии существует отрицательный объемный заряд, создающий вблизи катода потенциальный барьер (кривая 2). Этот барьер препятствует получению большого анодного тока. В газоразрядном

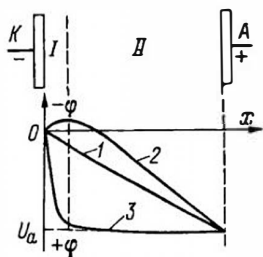


Рис. 21.1. Распределение потенциала между электродами при отсутствии разряда (1), в электронном приборе (2) и в газоразрядном приборе с тлеющим разрядом (3)

приборе с тлеющим разрядом за счет большого числа положительных ионов создается положительный объемный заряд. Он вызывает изменение потенциала в пространстве анод — катод в положительную сторону. Потенциальная диаграмма «выгибается» вниз (кривая 3).

Как видно, в газоразрядном приборе распределение потенциала таково, что почти все анодное напряжение приложено к тонкому слою газа около катода. Эта область (I) называется областью *катодного падения потенциала*. Около катода создается сильное ускоряющее поле. Анод как бы приближается к катоду. Роль анода выполняет «нависшее» над катодом ионное облако с положительными зарядами. В результате этого действие отрицательного объемного заряда компенсируется, поэтому потенциального барьера около катода нет.

Другая часть разрядного промежутка (II) характеризуется небольшим изменением напряжения. Напряженность поля в ней мала. Ее называют областью *электронно-ионной плазмы*. Плазма — это сильно ионизированный газ, в котором число электронов и ионов практически одинаково. В плазме беспорядочное (тепловое) движение частиц преобладает над их направленным движением. Но все же электроны движутся к аноду, а ионы — к катоду.

Силы поля, действующие на электроны и ионы, одинаковы и лишь противоположны по направлению, так как заряды этих частиц равны, но обратны по знаку (напомним, что сила, действующая на заряд,  $F = eE$ , где  $E$  — напряженность поля,  $e$  — заряд). Но масса иона в тысячи раз больше массы электрона. Даже у самого легкого газа — водорода масса положительного иона в 1840 раз превышает массу электрона. Соответственно этому ионы получают меньшие ускорения и приобретают относительно малые скорости. Следовательно, ток в ионных приборах практически создается перемещением электронов. Доля ионного тока весьма мала, и ее можно не принимать во внимание. Ионы выполняют свою задачу: они создают положительный объемный заряд, который зна-



чительно превышает отрицательный объемный заряд и уничтожает потенциальный барьер около катода.

Область катодного падения напряжения играет важную роль. Проникшие из плазмы в эту область ионы получают здесь ускорение. Ударяя в катод с большой скоростью, ионы выбивают из него электроны. Этот процесс необходим для поддержания разряда. Если скорость ионов недостаточна, то электронной эмиссии не получится и разряд прекратится. Вылетевшие из катода электроны в области катодного падения также ускоряются и могут ионизировать атомы газа. Электроны сталкиваются с атомами газа в различных частях плазмы. Поэтому ионизация происходит во всем ее объеме. В плазме совершается также и рекомбинация.

Следует иметь в виду, что только малая часть ионов, возникших в плазме, вызывает электронную эмиссию катода. Большинство ионов рекомбинирует с электронами и не доходит до катода. Если тлеющий разряд возник, то число ионов, ударяющих в катод в течение одной секунды, таково, что они выбивают столько электронов, сколько их было выбито за предыдущую секунду. Эти вновь выбитые электроны создают в плазме столько же ионов, сколько получалось там в течение предшествующей секунды, и тогда снова определенная часть этих ионов дойдет до катода и выбьет за 1 с прежнее число электронов. Подобный процесс повторяется каждую секунду и обеспечивает существование тлеющего разряда при определенном значении тока.

При возникновении тлеющего разряда появляется свечение газа около катода. С увеличением тока оно усиливается, расширяется и распространяется на всю плазму.

Тлеющий разряд существует при напряжении между электродами не ниже определенного значения. Если напряжение недостаточно, то ионы, ударяя в катод, не выбивают из него электронов. Несамостоятельный темный разряд переходит в самостоятельный тлеющий при напряжении возникновения тлеющего разряда  $U_{\theta}$ , или напряжении зажигания

ния. Последнее название наиболее распространено, хотя и не рекомендуется.

Напряжение возникновения разряда  $U_{\theta}$  зависит от рода газа, его давления, материала электродов и расстояния между ними. При активированном катоде значение  $U_{\theta}$  уменьшается. На рис. 21.2 изображена зависимость напряжения  $U_{\theta}$  от произведения давления газа  $p$  на расстояние между электродами  $d$ , называемая *характеристикой возникновения разряда*. Минимальное значение  $U_{\theta \min}$  соответствует произведению  $pd$ , которое условно можно назвать оптимальным (наивыгоднейшим). Однако во многих приборах более выгоден иной режим.

Кривую на рис. 21.2 можно объяснить следующим образом. Пусть расстояние  $d$  неизменно. Тогда при очень низком давлении возникновение разряда затруднено тем, что происходит мало столкновений электронов с атомами. Возникает мало ионов, и они не выбивают из катода достаточного числа электронов. Приходится увеличивать напряжение, чтобы ионы набирали значительную скорость и выбивали из катода больше электронов. При более высоком давлении электроны слишком часто сталкиваются с атомами и не набирают энергии, необходимой для ионизации. Образуется мало ионов. Повышение напряжения увеличивает энергию электронов, усиливает ионизацию и приводит к возникновению тлеющего разряда. Как видно, и при малом и при большом давлении напряжение  $U_{\theta}$  нужно повышать, а при некотором среднем давлении достаточно минимального значения  $U_{\theta}$ .

Если давление газа постоянно, то при очень малом расстоянии между

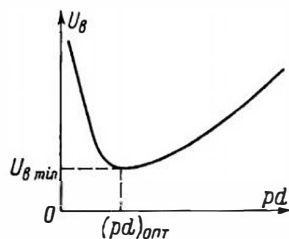


Рис. 21.2. Характеристика возникновения разряда

электродами большинство электронов долетает до анода, не сталкиваясь с атомами. Ионов образуется мало, и, чтобы они выбивали достаточно электронов из катода, нужно приложить более высокое напряжение. А при большом расстоянии  $d$  снижается напряженность поля. Электроны сталкиваются с атомами на своем пути не один раз, но не набирают энергии, нужной для ионизации. Приходится повысить напряжение, чтобы электроны от одного столкновения до другого проходили разность потенциалов не меньшую, чем напряжение ионизации. Таким образом, при слишком малом и слишком большом расстоянии между электродами напряжение  $U_b$  нужно увеличивать. При некотором среднем значении  $d$  достаточно наименьшего напряжения  $U_b$ . Каждый газ имеет свою характеристику возникновения разряда, подобную кривой на рис. 21.2.

Вольт-амперную характеристику тлеющего разряда снимают с помощью схемы на рис. 21.3. В условном графическом обозначении газоразрядных приборов жирная точка показывает наличие газа. Раньше вместо точки делали штриховку. Ионные приборы надо включать последовательно с *ограничительным резистором* ( $R_{огр}$ ). Если его сопротивление очень большое (десятки или сотни мегаом), то при напряжении источника в сотни вольт разряд будет темным, поскольку ток не превысит нескольких микроампер. При значительно меньшем сопротивлении  $R_{огр}$  возникает тлеющий разряд, если напряжение источника не меньше  $U_b$ .

Дальнейшее уменьшение сопротивления  $R_{огр}$  может перевести разряд в дуговой. Это недопустимо для приборов тлеющего разряда, рассчитанных обычно

на ток не выше десятков миллиампер. При возникновении дугового разряда ток возрастает во много раз и прибор выходит из строя. Подключение газоразрядного прибора без резистора  $R_{огр}$  к источнику, обладающему достаточным напряжением и малым внутренним сопротивлением, также приведет к возникновению дугового разряда. Ток будет ограничиваться главным образом только внутренним сопротивлением источника, так как сопротивление газоразрядного прибора при дуговом разряде весьма невелико. Произойдет короткое замыкание источника, ток возрастет очень быстро до недопустимо большого значения, и может произойти разрушение газоразрядного прибора.

В схеме на рис. 21.3 роль ограничительного резистора в известной степени выполняет верхний участок переменного резистора  $R$ . Но, чтобы в крайнем положении движка прибор не оказался подключенным непосредственно к источнику, необходимо включить еще резистор  $R_{огр}$ .

Поскольку газоразрядный прибор и резистор  $R_{огр}$  соединяются последовательно, то напряжение  $E_a$  равно сумме напряжений на приборе и резисторе:

$$E_a = U_a + U_R. \quad (21.1)$$

Вольт-амперная характеристика прибора с тлеющим разрядом показана на рис. 21.4. По горизонтальной оси отложен ток, а по вертикальной — напряжение, что дает более наглядное представление об изменении напряжения. Конечно, можно поменять оси, расположив их так, как принято для характеристик электронных ламп.

При увеличении напряжения от нуля возникает очень слабый ток. Это область темного разряда  $I$ . Ток темного разряда очень мал, и масштаб для него иной, нежели для остального графика.

Точка  $A$  — это точка возникновения тлеющего разряда (точка зажигания). Ей соответствует напряжение  $U_b$ . Тлеющий разряд возникает скачком. Минимальный ток, при котором возможен тлеющий разряд, гораздо больше тока темного разряда. Напряжение на приборе

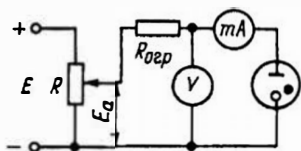


Рис. 21.3. Схема для снятия вольт-амперной характеристики газоразрядного прибора

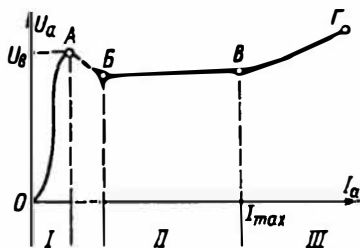


Рис. 21.4. Вольтамперная характеристика темного (область I) и тлеющего (области II, III) разряда

также скачком понижается на несколько вольт или даже больше, что объясняется перераспределением напряжения  $E_a$  между внутренним сопротивлением прибора постоянному току  $R_0$  и сопротивлением  $R_{огр}$ .

При темном разряде сопротивление  $R_0$  гораздо больше сопротивления  $R_{огр}$ , которое выбрано таким, чтобы мог возникнуть тлеющий разряд. Практически все напряжение  $E_a$  при темном разряде приложено к прибору. На резисторе  $R_{огр}$  напряжение близко к нулю. С возникновением тлеющего разряда ток резко возрастает и создает на резисторе  $R_{огр}$  заметное падение напряжения. За счет этого напряжение  $U_a$  на приборе понижается. Иначе говоря, после возникновения тлеющего разряда сопротивление  $R_0$  резко уменьшается и становится соизмеримым с  $R_{огр}$ . Напряжение  $E_a$  перераспределяется, и заметная его часть будет падать на  $R_{огр}$ , а  $U_a$  соответственно уменьшится. До возникновения разряда  $U_a \approx E_a$ , а после возникновения разряда  $U_a = E_a - i_a R_{огр}$ . При этом напряжение  $E_a$  непосредственно до и после возникновения разряда практически одинаково, так как если  $E_a$  почти равно  $U_a$ , то достаточно самого незначительного увеличения  $E_a$ , чтобы возник разряд.

Таким образом, возникновение тлеющего разряда обнаруживается по измерительным приборам характерными скачками тока вверх и напряжения вниз. Возникает также свечение газа около катода. На графике возникновению разряда соответствует участок АБ, который нельзя снять по точкам, а можно

только наблюдать с помощью осциллографа.

Иногда при снятии вольтамперной характеристики за напряжение  $U_a$  ошибочно принимают напряжение в точке В, которое является рабочим напряжением тлеющего разряда. Величина  $U_a$  есть наибольшее напряжение, которое удастся наблюдать при увеличении напряжения, перед тем как оно скачком уменьшится. А положение точки В зависит от сопротивления ограничительного резистора. Чем оно меньше, тем больше ток и тем правее расположена точка В.

После возникновения тлеющего разряда повышение подводимого напряжения  $E_a$  сопровождается интересным явлением. Ток растет, а напряжение на приборе увеличивается незначительно, пока ток не превысит значения  $I_{max}$  (точка В). Этот режим называется *режимом нормального катодного падения* (область II). Для него характерно прохождение тока через часть поверхности катода и свечение газа лишь у этой части. При малом токе только небольшая часть поверхности катода является рабочей. С возрастанием тока площадь рабочей поверхности катода увеличивается пропорционально току, а плотность тока катода остается неизменной. При токе  $I_{max}$  вся поверхность катода становится рабочей и охватывается свечением.

Режим нормального катодного падения используется в стабилитронах. Особенности этого режима следующие. Пусть площадь поверхности катода значительно больше площади поверхности анода и в цепь включен соответствующий ограничительный резистор (рис. 21.5). В этом случае после возникновения разряда устанавливается сравнительно небольшой ток. Тлеющий разряд может быть при условии, что плотность тока на катоде не слишком мала. Только тогда из катода выбивается достаточное число электронов. Разряд сразу не распространяется на всю поверхность катода. Ток проходит только через часть поверхности (заштрихована). При этом плотность тока достаточна и тлеющий разряд существует.

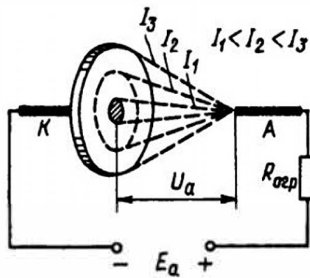


Рис. 21.5. Изменение рабочей площади катода в режиме нормального катодного падения

Падение напряжения на приборе  $U_a = i_a R_0$ . Здесь  $R_0$  — сопротивление ионизированного газа между анодом и рабочей частью поверхности катода. В данном случае этот своеобразный «проводник» имеет форму конуса. Если увеличить подводимое напряжение, ток возрастет и пропорционально увеличится рабочая площадь катода. Площадь поперечного сечения газового «проводника» станет больше, и сопротивление  $R_0$  соответственно уменьшится. Таким образом, сопротивление  $R_0$  уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается ток  $i_a$ , а произведение  $i_a R_0$  остается постоянным (в действительности оно все же немного увеличивается).

Этот режим возможен до тех пор, пока рабочая площадь катода меньше площади его полной поверхности. Когда разряд распространится на всю поверхность катода, то при дальнейшем увеличении напряжения  $E_a$  ток возрастает, но площадь катода остается неизменной. В этом режиме увеличение числа электронов, выбиваемых из катода, возможно только за счет увеличения энергии ионов, бомбардирующих катод. А для этого необходимо повышение напряжения. Плотность тока катода растет. Сопротивление  $R_0$  уже не уменьшается пропорционально току, и произведение  $i_a R_0$ , т. е. падение напряжения на приборе, увеличивается. Наступает режим аномального катодного падения (см. область III на рис. 21.4).

Все же сопротивление  $R_0$  несколько уменьшается при возрастании тока, так

как растет число ионов и электронов в единице объема газа. Но это уменьшение не такое сильное, как в режиме нормального катодного падения, поэтому напряжение  $U_a$  увеличивается. Усиливается также яркость свечения газа, и оно распространяется все больше на область плазмы. В режиме аномального катодного падения работают газосветные лампы и различные ионные индикаторные приборы.

Если продолжать увеличивать подводимое напряжение, ток и напряжение будут расти и в конце концов скачком возникнет дуговой разряд, который недопустим для приборов тлеющего разряда.

## 21.3. СТАБИЛИТРОНЫ

*Стабилитроны* — приборы тлеющего и коронного разряда. Наиболее распространены стабилитроны тлеющего разряда, работающие в режиме нормального катодного падения. В последнее время они все чаще заменяются полупроводниковыми стабилитронами.

Поскольку темный разряд, предшествующий тлеющему, не используется, его не показывают на вольт-амперной характеристике стабилитрона (рис. 21.6). Точку возникновения разряда А отмечают на вертикальной оси. К тому же миллиамперметр для измерения тока тлеющего разряда не покажет ничтожно малого тока темного разряда.

Область нормального катодного падения, пригодная для стабилизации, ограничена минимальным током  $I_{\min}$  и максимальным  $I_{\max}$ . При токе, меньшем

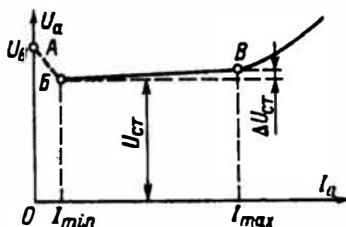


Рис. 21.6. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

$I_{\min}$  разряд может прекратиться. Ток  $I_{\max}$  либо соответствует началу режима аномального катодного падения, либо при нем достигается предельная мощность.

Скачок тока при возникновении разряда может быть различным в зависимости от сопротивления  $R_{огр}$ . Если оно большое, то появляется сравнительно небольшой ток, а если малое, то возникает большой ток и точка  $B$  перемещается к точке  $B$ . Для режима стабилизации это невыгодно, так как участок стабилизации напряжения  $BB$  сокращается. При малом сопротивлении  $R_{огр}$  может даже произойти скачок тока в область аномального катодного падения и стабилизации вообще не получится. Таким образом, ограничительный резистор с достаточным сопротивлением необходим по двум причинам: чтобы не произошло чрезмерного возрастания тока и чтобы мог существовать режим стабилизации напряжения.

Чем больше площадь катода, тем больше участок стабилизации  $BB$ , так как ток  $I_{\min}$  остается неизменным, а ток  $I_{\max}$  возрастает пропорционально площади катода. Поэтому у стабилитронов катод с большой площадью поверхности. Анод делают малых размеров, но он, конечно, не должен перегреваться от тока  $I_{\max}$ .

Наиболее распространены двух-электродные стабилитроны с цилиндрическим катодом из никеля или стали. Анодом служит проволочка диаметром

1,0–1,5 мм (рис. 21.7, а). Баллон наполнен смесью инертных газов (неон, аргон и гелий) под давлением в тысячи паскалей (десятки миллиметров ртутного столба).

Основные параметры стабилитрона: нормальное рабочее напряжение, или напряжение стабилизации  $U_{ст}$ , соответствующее средней точке участка стабилизации (см. рис. 21.6), напряжение возникновения разряда  $U_{в}$ , минимальный и максимальный ток  $I_{\min}$  и  $I_{\max}$ , изменение напряжения стабилизации  $\Delta U_{ст}$  и внутреннее сопротивление переменному току  $R_i$ . Если требуется пониженное напряжение  $U_{ст}$ , то поверхность катода с внутренней стороны активируется, чтобы облегчить эмиссию электронов под ударами ионов. Применяя разные смеси газов, подбирают нужное значение  $U_{ст}$ . Напряжение  $U_{в}$  обычно превышает напряжение  $U_{ст}$  не более чем на 20 В. Для снижения напряжения  $U_{в}$  на внутренней поверхности катода имеется проводник (он показан на рис. 21.7, а), уменьшающий расстояние между катодом и анодом. Без него стабилитрон работал бы на восходящей (правой) части характеристики возникновения разряда (см. рис. 21.2).

В пределах области стабилизации напряжение  $U_{ст}$  изменяется на значение  $\Delta U_{ст}$ , которое не превышает 2 В. Работа стабилитрона с током выше  $I_{\max}$  не рекомендуется, так как ухудшается стабилизация и электроды перегреваются. Внутреннее сопротивление стабилитрона переменному току (дифференциальное сопротивление)  $R_i = \Delta u_a / \Delta i_a$  и значительно меньше сопротивления постоянному току  $R_0$ . Если бы стабилизация была идеальной ( $U_{ст} = \text{const}$ ), то сопротивление  $R_i$  было бы равно нулю.

У отечественных стабилитронов напряжение стабилизации бывает от 75 В до нескольких сотен вольт, ток  $I_{\min}$  обычно 3–5 мА, а  $I_{\max}$  — несколько десятков миллиампер.

Для стабилитронов коронного разряда характерны высокие напряжения и малые токи. У таких стабилитронов (рис. 21.7, б) электроды цилиндрической формы из никеля. Баллон наполнен водородом, причем напряжение стаби-

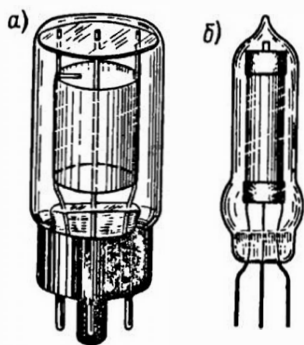


Рис. 21.7. Стабилитроны тлеющего (а) и коронного (б) разряда

лизации зависит от давления газа, которое обычно составляет тысячи паскалей (десятки миллиметров ртутного столба). Напряжение  $U_{ст}$  при этом несколько сотен вольт. Рабочие токи в пределах 3—100 мкА. Внутреннее сопротивление переменному току сотни килоом. Процесс возникновения разряда длится 15—30 с. В последнее время выпущены стабилитроны коронного разряда, оформленные в керамических баллонах, на напряжение в десятки киловольт.

Стабилитрон соединяют параллельно с нагрузкой  $R_H$ , а последовательно включают резистор  $R_{огр}$  (рис. 21.8). Нагрузкой является тот или иной потребитель (например, анодные цепи и цепи экранных сеток какого-либо усилителя и т. д.), который нужно питать стабильным напряжением. Напряжение источника  $E$  должно быть выше напряжения стабилизации  $U_{ст}$  и достаточным для возникновения разряда в стабилитроне. Чем выше напряжение  $E$ , тем выше должно быть сопротивление  $R_{огр}$ , и тогда стабилизация сохраняется при изменении напряжения  $E$  в более широких пределах. Но при большем ограничительном сопротивлении КПД схемы снижается, так как потери мощности в стабилитроне и резисторе  $R_{огр}$  могут оказаться выше полезной мощности потребителя. Поэтому стабилитроны применяют только для установок небольшой мощности, в которых снижение КПД не так важно, как в мощных установках.

Стабилитроны наиболее часто работают в режиме, когда сопротивление нагрузки неизменно ( $R_H = \text{const}$ ), а напряжение источника нестабильно ( $E = \text{var}$ ). В этом случае происходит следующее. Когда напряжение источника повышается, то увеличивается ток стабилитрона и почти все изменение напряжения

приходится на долю резистора  $R_{огр}$ . Напряжение на стабилитроне и на нагрузке почти постоянно (лишь незначительно возрастает), если изменение тока стабилитрона не выходит за пределы режима нормального катодного падения.

Расчет сопротивления  $R_{огр}$  делают по закону Ома. Если напряжение  $E$  изменяется в обе стороны от среднего значения  $E_{ср}$ , то

$$R_{огр} = (E_{ср} - U_{ст}) / (I_{ср} + I_H), \quad (21.2)$$

где  $I_{ср}$  — средний ток стабилитрона, равный  $0,5(I_{\min} + I_{\max})$ , а  $I_H$  — ток нагрузки,  $I_H = U_{ст} / R_H$ .

Значение  $E_{ср}$  определяется по максимальному и минимальному напряжению источника как

$$E_{ср} = 0,5(E_{\min} + E_{\max}). \quad (21.3)$$

После расчета  $R_{огр}$  следует проверить, сохранится ли стабилизация при изменении напряжения от  $E_{\min}$  до  $E_{\max}$ . Это делается следующим образом.

При изменении тока стабилитрона от  $I_{\min}$  до  $I_{\max}$  напряжение на  $R_{огр}$  изменяется на  $\Delta E = R_{огр}(I_{\max} - I_{\min})$ . Стабилизация возможна при изменении  $E$  не более чем на  $\Delta E$ . Если  $\Delta E < E_{\max} - E_{\min}$ , то стабилизация будет не во всем диапазоне изменения  $E$ , а только в части его, причем эта часть тем меньше, чем меньше  $\Delta E$ .

Поскольку  $I_{\max}$  и  $I_{\min}$  для данного стабилитрона постоянны, то значение  $\Delta E$  пропорционально  $R_{огр}$ . Но значение  $R_{огр}$  тем больше, чем больше разница между  $E$  и  $U_{ст}$  и чем меньше  $I_H$ . Таким образом, стабилизация в более широких пределах возможна при более высоком напряжении источника и более низком токе нагрузки. Однако при этом снижается КПД.

Если ток нагрузки большой, то сопротивление  $R_{огр}$  мало и стабилизация происходит в очень узких пределах изменения напряжения  $E$ , что невыгодно. Поэтому имеет смысл применять стабилитроны при токах  $I_H$ , не превышающих значительно ток  $I_{\max}$ .

Для стабилизации более высоких напряжений стабилитроны соединяют последовательно, обычно не более двух-трех. Они могут быть на разные напря-

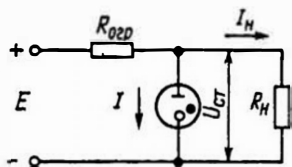


Рис. 21.8. Схема включения стабилитрона

жения, но должны иметь одинаковые токи  $I_{\min}$  и  $I_{\max}$ . Соединенные последовательно стабилитроны используются в качестве делителя, дающего различные стабильные напряжения. Потребители подключаются к одному или нескольким стабилитронам. Например, от трех стабилитронов на 75 В можно получать напряжения 75, 150 и 225 В. Иногда напряжение на потребителе должно отличаться от стандартных напряжений стабилитронов 75, 105, 150 В и так далее или от комбинаций этих напряжений. Тогда включают стабилитрон (или несколько стабилитронов) на ближайшее большее напряжение и поглощают излишек напряжения в добавочном резисторе  $R_{\text{доб}}$ , включенном последовательно с резистором  $R_H$  (рис. 21.9). Например, если требуется получить стабильное напряжение 120 В при токе  $I_H = 10$  мА, то берут стабилитрон на 150 В, а излишек напряжения 30 В гасят в резисторе сопротивлением  $R_{\text{доб}} = 30 : 10 = 3$  кОм.

Параллельное соединение стабилитронов не применяется, так как различные экземпляры стабилитронов данного типа не имеют одинаковых напряжений  $U_H$  и  $U_{\text{ст}}$ . При подаче напряжения на параллельно соединенные стабилитроны разряд возникает лишь в том, у которого напряжение  $U_H$  наименьшее. Напряжение на нем скачком понижается, и в остальных стабилитронах разряда не будет. Если бы он даже и возник, то вследствие различия напряжений стабилизации одни из стабилитронов работали бы с недогрузкой, другие — с перегрузкой. Возможно даже, что какой-то стабилитрон работал бы в режиме аномального катодного падения. Он не будет участвовать в стабилизации, а станет дополнительной бесполезной нагрузкой и уменьшит пределы стабили-

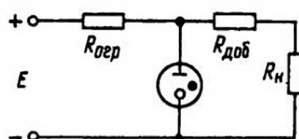


Рис. 21.9. Схема понижения стабильного напряжения с помощью добавочного резистора

зации по напряжению. Конечно, можно подобрать близкие по параметрам стабилитроны, но это сложно и ненадежно, так как с течением времени их параметры меняются.

Эффективность стабилизации оценивают коэффициентом стабилизации  $k_{\text{ст}}$ . Он показывает, во сколько раз относительное изменение напряжения стабилитрона  $\Delta U_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}$  меньше относительного изменения напряжения источника  $\Delta E/E$ , т. е.

$$k_{\text{ст}} = \frac{\Delta E/E}{\Delta U_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}} \quad (21.4)$$

Стабилитрон обеспечивает  $k_{\text{ст}} = 10 \div 20$ . Например, если  $k_{\text{ст}} = 10$ ,  $E = 200$  В и  $U_{\text{ст}} = 75$  В, то при изменении напряжения источника на  $\Delta E = 40$  В, т. е. на 20 %, напряжение стабилитрона изменится только на 1,5 В, т. е. на 2 %.

Коэффициент стабилизации увеличивается при каскадном соединении стабилитронов (рис. 21.10). В схеме напряжение первого стабилитрона  $L_1$  подается через ограничительный резистор  $R_{\text{огр}2}$  на второй стабилитрон  $L_2$ , параллельно которому присоединен потребитель. Если коэффициенты стабилизации стабилитронов  $k_{\text{ст}1}$  и  $k_{\text{ст}2}$ , то общий коэффициент стабилизации

$$k_{\text{ст}} = k_{\text{ст}1} k_{\text{ст}2} \quad (21.5)$$

При двух стабилитронах получается коэффициент  $k_{\text{ст}}$  от 100 до 400. Недостаток схемы — снижение КПД, так как потери будут в двух стабилитронах и двух ограничительных резисторах. Более двух стабилитронов обычно не включают. Стабилитрон  $L_2$  должен быть рассчитан на более низкое напряжение, нежели  $L_1$ . Напряжение  $U_{\text{ст}1}$  можно считать постоянным и вести расчет сопротивления  $R_{\text{огр}2}$  на ток стабилитрона

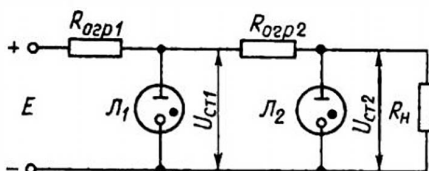


Рис. 21.10. Каскадное включение стабилитронов

$L_2$ , лишь немного превышающий минимальный.

Стабилитроны также применяют для стабилизации напряжения при изменяющемся сопротивлении нагрузки и постоянном напряжении источника  $E$ . Расчет сопротивления  $R_{огр}$  в этом случае проводится описанным методом. Если ток  $I_n$  меняется от минимального значения  $I_{nmin}$ , соответствующего  $R_{nmax}$ , до максимального значения  $I_{nmax}$ , соответствующего  $R_{nmin}$ , то

$$R_{огр} = (E - U_{ст}) / (I_{ср} + I_{н.ср}), \quad (21.6)$$

где  $I_{ср}$  — средний ток стабилитрона, а  $I_{н.ср}$  — средний ток нагрузки,

$$I_{н.ср} = 0,5 (I_{nmin} + I_{nmax}). \quad (21.7)$$

В этом режиме общий ток перераспределяется между стабилитроном и нагрузкой. Например, если ток нагрузки возрастает, то ток стабилитрона почти на столько же уменьшается, а напряжение  $U_{ст}$  и общий ток почти постоянны. Следовательно, и падение напряжения на ограничительном резисторе  $R_{огр}$  изменяется незначительно. Так и должно быть, поскольку  $U_{ст} + U_R = E = \text{const}$ .

Конечно, стабилизация возможна при токе стабилитрона в пределах от  $I_{min}$  до  $I_{max}$ . Изменение тока нагрузки не должно превышать наибольшее изменение тока стабилитрона, т. е. условием стабилизации является неравенство

$$I_{nmax} - I_{nmin} \leq I_{max} - I_{min}. \quad (21.8)$$

Стабилитрон имеет различное внутреннее сопротивление постоянному и переменному току. Кроме того, значение  $R_0$  в зависимости от тока меняется от единиц до десятков килоом. Например, у стабилитрона, имеющего  $U_{ст} = 150$  В,  $I_{max} = 30$  мА и  $I_{min} = 5$  мА, сопротивление  $R_0$  меняется от 5 до 30 кОм. А внутреннее сопротивление переменному току  $R_i$  значительно меньше. Пусть, например, для того же стабилитрона при изменении тока от 5 до 30 мА напряжение  $U_{ст}$  меняется на 2,5 В. Тогда

$$R_i = \Delta U_{ст} / \Delta I = 2,5 / 25 = 0,1 \text{ кОм}.$$

Для переменного тока стабилитрон эквивалентен конденсатору большой ем-

кости (при частоте 50 Гц сопротивление 0,1 кОм соответствует емкости 32 мкФ). Поэтому в выпрямителях стабилитроны обеспечивают дополнительное сглаживание пульсаций.

## 21.4. ТИРАТРОНЫ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА

Широкое применение получили *тиратроны тлеющего разряда* (тиратроны с холодным катодом) с тремя или более электродами. Они используются в автоматике, в релейных и счетных схемах, а также в импульсных генераторах и других устройствах. Название «тиратрон» происходит от слова «электрон» и греческого слова *thuga* (дверь), подчеркивающего возможность «открывания» (*отпирания*) тиратрона с помощью сетки.

В трехэлектродных тиратронах тлеющего разряда между анодом и катодом расположен третий электрод, называемый *сеткой* или *пусковым электродом*. Сетка в тиратроне обладает более ограниченным действием, нежели в электронных электровакуумных триодах. В последних, изменяя напряжение сетки, можно полностью управлять анодным током, т. е. регулировать его от нуля до максимального значения. А в тиратроне с помощью сетки можно только отпирать тиратрон, но нельзя изменять анодный ток. После возникновения разряда сетка теряет управляющее действие. Прекратить разряд в тиратроне можно только понижением анодного напряжения до значения, при котором разряд не сможет существовать, или разрывом анодной цепи.

На рис. 21.11 показано устройство одного из тиратронов тлеющего разряда. Расстояния между электродами и давление газа подбираются так, что между сеткой и катодом возникает самостоятельный темный разряд при более низком напряжении, чем напряжение между анодом и катодом. А затем может возникнуть тлеющий разряд между катодом и анодом, если напряжение анода будет достаточным. При этом ток сетки составляет единицы или десятки микроампер, а ток анода может быть в



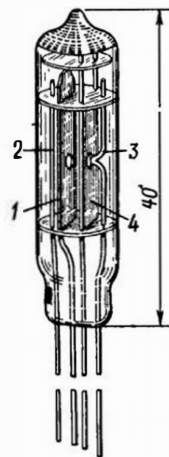
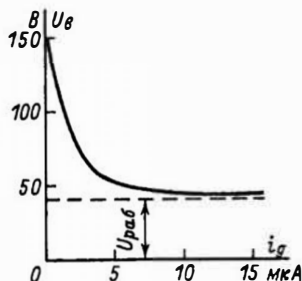


Рис. 21.11. Устройство и пусковая характеристика тиратрона тлеющего разряда

1 — вторая сетка; 2 — анод; 3 — катод; 4 — первая сетка



тысячи раз большим (единицы или десятки миллиампер). Напряжение возникновения разряда в анодной цепи  $U_b$  тем ниже, чем больше ток сетки  $i_g$ . Это объясняется тем, что с ростом тока сетки в промежутке сетка — катод увеличивается количество ионов и электронов и облегчается возникновение разряда в анодной цепи.

Зависимость напряжения  $U_b$  от тока  $i_g$  называется *пусковой характеристикой*. При отсутствии тока сетки напряжение возникновения разряда максимально. Увеличение тока  $i_g$  вызывает снижение напряжения  $U_b$ , сначала резкое, а затем медленное. Однако значение  $U_b$  не может быть меньше рабочего напряжения  $U_{раб}$ , необходимого для поддержания тлеющего разряда между анодом и катодом. Пусковая характеристика зависит от рода газа, его давления, формы и состояния поверхности электродов.

Потеря сеткой управляющего действия после возникновения разряда в анодной цепи объясняется тем, что сетка окружена плазмой — с большим количеством электронов и ионов. Положительно заряженная сетка притягивает из плазмы электроны, которые образуют около поверхности сетки отрицательно заряженный слой (*электронную оболочку*), нейтрализующий действие положительного заряда сетки (рис. 21.12, а). Если увеличить или уменьшить положительное напряжение сетки, то она при-

тянет к себе из плазмы больше или меньше электронов и по-прежнему действие ее заряда будет нейтрализоваться соответственно изменившимся зарядом электронной оболочки. А если дать на сетку отрицательное напряжение, то она притянет из плазмы положительные ионы, которые создадут вокруг нее положительно заряженный слой (*ионную оболочку*), нейтрализующий действие отрицательного заряда сетки (рис. 21.12, б).

Электронная (или ионная) оболочка сетки находится в динамическом состоянии. Так, например, ионы, коснувшись отрицательно заряженной сетки, отнимают от нее электроны и превращаются в нейтральные атомы, но на смену им к сетке притягиваются из плазмы новые ионы. Если увеличить отрицательное напряжение сетки, то она притянет больше ионов. Заряд ионной оболочки увеличивается и снова полностью компенсирует действие отрицательного заряда сетки. Иначе можно сказать, что поле, создаваемое зарядом сетки, сосредоточено между сеткой и ее ионной (или электронной) оболочкой, как между обкладками конденсатора. Это поле не проникает через оболочку, поэтому не может влиять на ток анода.

Схема включения тиратрона тлеющего разряда в качестве реле показана на рис. 21.13. Напряжение анодного источника  $E_a$  должно быть меньше  $U_{в\max}$ , а напряжение  $E_g$  — меньше того, которое необходимо для возникновения разряда в промежутке сетка — катод. Резистор  $R_g$  ограничивает сеточный ток и, поэтому увеличивает входное сопро-

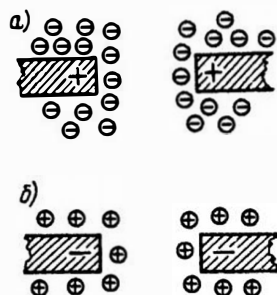


Рис. 21.12. Электронная и ионная оболочка сетки

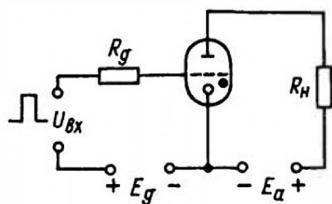


Рис. 21.13. Включение тиратрона тлеющего разряда в качестве реле

тивление схемы для источника импульсов, отпирающих тиратрон. Когда положительный импульс напряжения, достаточный для отпирания, поступает на сетку, то возникает разряд на участке сетка — катод. Если при этом получается необходимый ток сетки, то разряд переходит и на анод. Следовательно, импульс напряжения и тока от маломощного генератора в цепи сетки вызывает значительный ток в нагрузке  $R_n$ , включенной в анодную цепь.

Ряд тиратронов тлеющего разряда выпускается с двумя сетками. В таких тиратронах управляющей является вторая сетка, более удаленная от катода. На первую сетку подается постоянное положительное напряжение, и в цепи этой сетки все время существует очень небольшой ток (единицы или десятки микроампер) так называемого *подготовительного разряда*. На второй сетке постоянное положительное напряжение ниже, чем на первой. Поэтому тормозящее поле между сетками не допускает электроны к аноду. При подаче импульса дополнительного напряжения на вторую сетку тиратрон отпирается, т. е. электроны проникают сквозь вторую сетку, и в цепи анода возникает тлеющий разряд.

Наши отечественные тиратроны тлеющего разряда, как правило, имеют сверхминиатюрное оформление и наполнены неоном, или аргоном, или неон-аргоновой смесью. Они могут работать при температуре окружающей среды от  $-60$  до  $+100^\circ\text{C}$ . Их долговечность составляет несколько тысяч часов. Рабочие напряжения сеток и анода десятки — сотни вольт. Время восстановления управляющего действия сетки после

прекращения анодного тока зависит от длительности деионизации и обычно составляет десятки или сотни микросекунд.

В качестве примера применения тиратрона рассмотрим простейшую схему тиратронного генератора пилообразного напряжения (рис. 21.14, а). От источника анодного питания  $E_a$  через резистор  $R$  заряжается конденсатор  $C$ . Параллельно конденсатору включен тиратрон  $\Lambda$ . Во время заряда конденсатора напряжение на нем растет, и когда оно достигает напряжения возникновения разряда  $U_b$ , то тиратрон отпирается и начинает проводить ток. Сопротивление его становится сравнительно малым, и конденсатор быстро разряжается через тиратрон. Напряжение понижается до напряжения прекращения разряда  $U_n$ . Как только разряд в тиратроне прекратится, снова начнется сравнительно медленный заряд конденсатора через резистор, сопротивление которого значительно больше сопротивления открытого тиратрона, и весь процесс будет повторяться.

График пилообразного напряжения, получающегося на аноде тиратрона и на конденсаторе, показан на рис. 21.14, б. Так как напряжение  $U_n$  у тиратронов

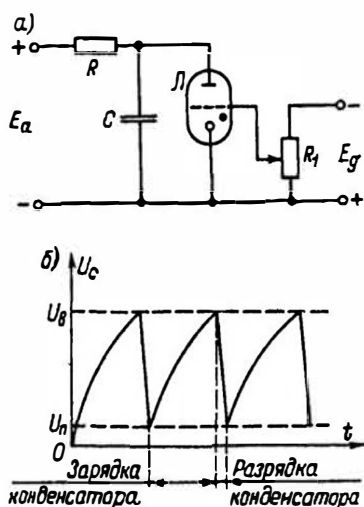


Рис. 21.14. Схема и график работы генератора пилообразного напряжения с тиратроном

невелико, а напряжение  $U_b$  достигает сотен вольт, то подобный генератор может выдавать пилообразное напряжение с большой амплитудой. Чем больше сопротивление  $R$  и емкость  $C$ , тем медленнее происходит заряд и тем ниже частота. Кроме того, если увеличить положительное напряжение сетки тиратрона, то понизится напряжение  $U_b$  и это вызовет уменьшение амплитуды и повышение частоты.

## 21.5. ИНДИКАТОРНЫЕ ПРИБОРЫ

В современной РЭА широко применяются различные индикаторные приборы, в частности так называемые *знаковые* и *цифровые* индикаторы. Некоторые из них относятся к газоразрядным приборам тлеющего разряда, но существуют и электронные электровакуумные индикаторы. Разработаны и используются также полупроводниковые индикаторные приборы, о которых рассказано в гл. 13.

*Неоновые лампы* применяются в качестве индикаторов напряжения и для других целей. Они представляют собой приборы тлеющего разряда, работающие в режиме аномального катодного падения обязательно с ограничительным резистором  $R_{огр}$ .

Вольт-амперная характеристика приведена на рис. 21.15. При возникновении разряда (точка  $A$ ) происходит скачок тока и напряжения и начинается свечение. Дальнейшее повышение напряжения вызывает повышение тока. При этом

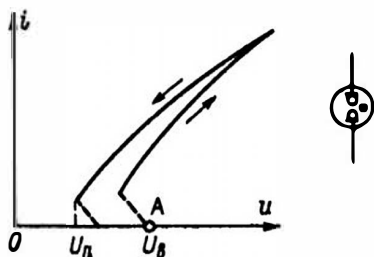


Рис. 21.15. Вольт-амперная характеристика и условное графическое обозначение неоновой лампы

увеличивается плотность тока катода и яркость свечения. Характерно то, что при уменьшении напряжения кривая пойдет выше, чем при увеличении. Разряд прекращается при более низком напряжении, нежели возникает ( $U_n < U_b$ ). В момент прекращения разряда ток скачком уменьшается до нуля, а напряжение скачком повышается, поскольку падение напряжения на резисторе  $R_{огр}$  скачком уменьшается до нуля и подводимое к цепи напряжение перераспределяется. Экспериментально напряжение  $U_n$  измеряют как наиболее низкое напряжение при наличии тока и свечения в лампе (перед прекращением разряда).

Разница между напряжениями  $U_n$  и  $U_b$  характерна для всех газоразрядных приборов, в частности для стабилизаторов. У неоновых ламп напряжения  $U_n$  на несколько единиц или десятков вольт ниже, чем напряжение  $U_b$ . Это объясняется тем, что перед возникновением разряда газ неионизирован. А перед прекращением разряда газ ионизирован, и разряд существует при более низком напряжении.

Неоновая лампа применяется в качестве индикатора постоянного и переменного напряжения. При переменном напряжении разряд возникает в момент, когда мгновенное значение напряжения становится равным напряжению  $U_b$ .

Промышленность выпускает много различных неоновых ламп. Напряжение  $U_b$  у них может быть 50–200 В, а иногда и выше. Рабочий ток при нормальном свечении — от десятых долей миллиампера до десятков миллиампер.

Значительный интерес представляет управляемая трехэлектродная индикаторная лампа, имеющая анод и два катода: индикаторный и вспомогательный, расположенные внутри анода. Через купол баллона можно видеть свечение газа только около индикаторного катода. Индикаторный катод  $ИК$  подключен к минусу источника через резистор  $R$ , а вспомогательный катод  $ВК$  непосредственно (рис. 21.16). Когда на лампу подано только напряжение от анодного источника, работает вспомогательный катод. Так как он заслонен анодом,

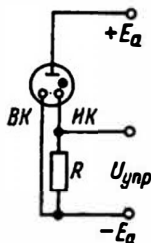


Рис. 21.16. Включение управляемой индикаторной лампы

то свечения газа не видно. Пусть теперь на резистор в цепи индикаторного свечения катода подано дополнительное управляющее напряжение в несколько единиц вольт с такой полярностью, чтобы оно суммировалось с напряжением анодного источника. Тогда напряжение между анодом и индикаторным катодом возрастает, разряд перебрасывается на этот катод и лампа дает видимое свечение. Если же дополнительное напряжение, подаваемое на резистор, снять, то разряд снова будет только между анодом и вспомогательным катодом. Свечение газа у индикаторного катода прекращается.

Знаковые индикаторы тлеющего разряда широко распространены. Принцип устройства их показан на рис. 21.17. В баллоне с неоном находятся катоды, выгнутые из проволоки в виде цифр или других знаков и расположенные один за другим. На рис. 21.17,а приведены для упрощения лишь первые два катода в виде цифр 1 и 2. В цифровых индикаторах имеется 10 като-

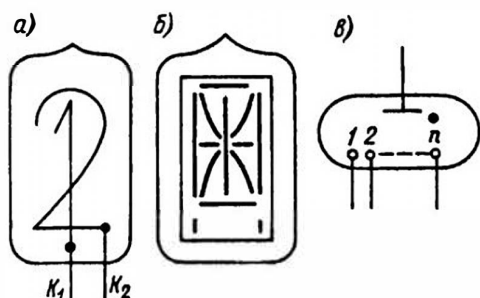


Рис. 21.17. Варианты устройства (а, б) и условное графическое обозначение (в) знакового индикатора тлеющего разряда

дов в виде цифр от 0 до 9. Анод обычно сделан из проволоочной сетки. При подаче напряжения между анодом и одним из катодов возникает свечение газа (около катода), т. е. виден светящийся знак. Толщина светящейся линии примерно 1—2 мм. Выпускаются подобные индикаторы с так называемыми сегментными катодами, синтезирующими изображение (рис. 21.17,б). Включение этих катодов в той или иной комбинации дает светящееся изображение цифры или какого-то другого знака. В настоящее время выпускается много типов подобных индикаторов на различных знаках.

Знаковые накаливаемые вакуумные индикаторы дают синтезированное изображение в виде цифр или букв, составленное из накаливаемых проволочек (рис. 21.18). В баллоне с вакуумом

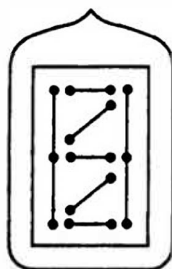


Рис. 21.18. Знаковый накаливаемый вакуумный индикатор

на теплостойкой изоляционной плате расположены вольфрамовые проволочки (нити накала). Один вывод у них делается общий. Подключение к источнику накала той или иной комбинации проволочек дает светящееся изображение цифры или буквы. Свечение желтого цвета соответствует рабочей температуре примерно 1200°С. Долговечность составляет десятки тысяч часов.

Вакуумные люминесцентные индикаторы представляют собой многоанодные триоды, имеющие оксидный катод прямого накала, сетку и аноды-сегменты, покрытые люминофором. Возможное расположение анодов для получения синтезированных знаков показано на

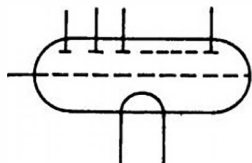


Рис. 21.19. Вакуумный люминесцентный индикатор и его условное графическое обозначение

рис. 21.19. Включение нескольких анодов в определенной комбинации дает светящийся знак большей частью зеленого цвета.

Электролюминесцентные индикаторы (ЭЛИ) предназначены для отображения различной информации в системах управления и контроля. В них используется явление *электролюминесценции*, состоящее в том, что некоторые вещества способны излучать свет под действием электрического поля. По устройству ЭЛИ представляет собой плоский конденсатор (рис. 21.20). На металлический электрод 4 нанесен слой диэлектрика 3 — органической смолы с люминесцирующим порошком, основу которого обычно составляет сульфид или селенид цинка. Добавление к люминофору активаторов позволяет получать различный цвет свечения: зеленый, голубой, желтый, красный, белый. Сверху люминесцирующий слой покрыт электропроводящей прозрачной пленкой 2. Для предохранения от внешних воздействий служит стеклянная пластинка 1. Если к электродам 4 и 2 приложить переменное напряжение, то под действием электрического поля в слое 3 возникает свечение.

Прозрачный электрод 2 обычно сделан из оксида олова и является сплошным, а электрод 4 имеет форму цифр, или букв, или сегментов для получения синтезированных знаков или геометрических фигур. Электрод 4 может быть растровым, состоящим из ряда полос, или матричным — с большим числом точечных элементов. Индикаторы эти бывают различных типов и размеров, дают светящееся изображение

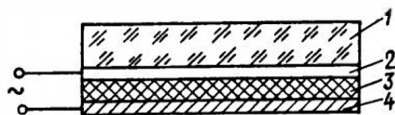


Рис. 21.20. Принцип устройства ЭЛИ

на темном фоне или темное изображение на светящемся фоне, могут быть одноцветными или многоцветными.

Наиболее распространены буквенно-цифровые сегментные индикаторы. Для изображения цифр они имеют от 7 до 9 сегментов, а индикаторы с 19 сегментами позволяют высвечивать все цифры и буквы русского и латинского алфавита. Обычно ЭЛИ оформляются в пластмассовых корпусах. Для питания их применяется переменное синусоидальное напряжение 220 В частотой от 400 до 1200 Гц. Линейные размеры высвечиваемых знаков могут быть от единиц до десятков миллиметров, и в зависимости от этого потребляется ток от десятых долей миллиампера до десятков миллиампер. Срок службы ЭЛИ составляет несколько тысяч часов. Рабочая температура окружающей среды допускается обычно от  $-40$  до  $+50^{\circ}\text{C}$ . Несомненное достоинство ЭЛИ — малое потребление мощности при относительно высокой яркости изображения, плоская конструкция, высокая механическая прочность, большой срок службы. Недостаток, как и у многих других индикаторов, — необходимость применения довольно сложных систем управления.

*Жидкокристаллические индикаторы* (ЖКИ) основаны на использовании так называемых *жидких кристаллов* (ЖК), открытых еще в прошлом веке и представляющих собой некоторые органические жидкости с упорядоченным расположением молекул, характерным для кристаллов. В настоящее время известно большое число жидкокристаллических веществ и они изучены достаточно хорошо. Жидкие кристаллы прозрачны для световых лучей, но под действием электрического поля напряженностью 2–5 кВ/см структура их нарушается,

молекулы располагаются беспорядочно и жидкость становится непрозрачной.

Эти индикаторы могут иметь различные конструкции и работать либо в проходящем свете, созданном каким-либо специальным источником, либо в свете любого источника (искусственного или естественного), отражающемся в индикаторе. Рассмотрим этот последний, наиболее распространенный тип ЖКИ (рис. 21.21). Индикаторы такого типа применяются в наручных электронных часах, микрокалькуляторах и других устройствах. Между двумя

Жидкокристаллические индикаторы весьма экономичны. Ток, потребляемый для воспроизведения одного знака, не превышает 1 мкА. Долговечность ЖКИ составляет десятки тысяч часов. Недостаток этих индикаторов — низкое быстродействие. Время появления или исчезновения знака, т. е. время перехода молекул ЖК из упорядоченного расположения в беспорядочное или обратно, доходит до 200 мс. Для управления ЖКИ применяются довольно сложные устройства, обычно на основе интегральных микросхем.

Помимо рассмотренных индикаторных приборов простейшего типа разработаны и выпускаются еще и другие, более сложные.

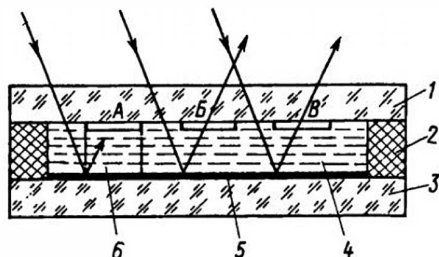


Рис. 21.21. Принцип устройства и работы ЖКИ

стеклянными пластинками 1 и 3, склеенными с помощью полимерной смолы 2, находится слой жидкого кристалла 4 толщиной 10–20 мкм. Пластинка 3 покрыта сплошным проводящим слоем (электрод 5) с зеркальной поверхностью. На пластинку 1 нанесены прозрачные слои — электроды А, Б, В..., от которых сделаны выводы, не показанные на рисунке. Эти электроды имеют форму цифр, или букв, или сегментов для синтеза различных знаков. Если на знаковые электроды напряжение не подано, то ЖК прозрачен, световые лучи внешнего естественного освещения проходят через него, отражаются от электрода 5, выходят обратно и никаких знаков не видно. Но если на какой-то электрод, например А, подано напряжение, то ЖК под этим электродом становится непрозрачным, лучи света не проходят через эту часть жидкости (6), и тогда на светлом фоне виден темный знак.

## 21.6. ДИСПЛЕИ

Дисплеи — это оконечные устройства информационных систем, служащие для визуального изображения информации и связи человека с машиной. Широко применяются дисплеи малого размера, например в электронных часах или микрокалькуляторах, и дисплеи большого размера. Различные типы дисплеев основаны на использовании разнообразных физических и химических явлений.

Все дисплеи можно разделить на две большие группы: *излучающие свет* и *модулирующие свет*.

Светоизлучающий дисплей должен давать свечение достаточной яркости. Особенно большая яркость необходима, если дисплей применяется при солнечном освещении. Важен цвет свечения: человеческий глаз наиболее чувствителен к желтому и желто-зеленому цвету. Изображение должно быть контрастным. Чем больше отношение максимальной яркости к минимальной, тем выше контрастность. Желательна широкая диаграмма направленности дисплея, т. е. возможность хорошей видимости изображения под разным углом зрения.

Для управления работой дисплея применяются токи и напряжения различного вида и амплитуды. Всегда желательна возможно меньшая потребляемая мощность. Дисплеи, работающие

с устройством на интегральных схемах, должны питаться напряжением не более 30 В. У дисплеев большого размера, потребляющих значительную мощность, важен более высокий КПД. Высокое быстродействие не требуется для дисплеев, так как человеческий глаз не может различать изменения, происходящие быстрее чем за 0,1 с. Разрешающая способность дисплея оценивается минимальным размером наблюдаемого элемента. Это может быть квадрат со стороной не менее 50 мкм. У многих дисплеев этот элемент больше, причем он зависит от яркости и расстояния от дисплея до наблюдателя.

Некоторые типы дисплеев обладают «памятью», т. е. могут сохранять изображение без потребления или с малым потреблением энергии.

Рассмотрим теперь основные типы светоизлучающих дисплеев.

В *электронно-лучевых дисплеях* используются электронно-лучевые трубки, подробно рассмотренные в гл. 20.

*Дисплеи на светоизлучающих диодах* (принцип работы этих диодов описан в § 13.7), как правило, имеют небольшие (несколько сантиметров) линейные размеры и низкое (не более 5 В) напряжение питания.

*Дисплеи на газоразрядных элементах* (в § 21.5 уже рассмотрены газоразрядные индикаторы), иначе *плазменные*, имеют две взаимно перпендикулярные системы электродов в виде проводящих полос. Между электродами инертный газ — неон, или ксенон, или смесь газов. Такие системы иногда называют еще *газоразрядными индикаторными панелями* (ГИП). Дисплей с электродами в виде полос могут иметь различное число электродов, например 512 горизонтальных и столько же вертикальных. Разрешающая способность характеризуется числом линий (обычно две-три) на 1 мм. Возможно также применение точечных электродов.

Неон дает оранжевое свечение. Иногда на подложку, на которой расположены электроды, наносят люминофор, дающий свечение другого цвета. Питание этих дисплеев возможно постоянным или переменным током.

*Электролюминесцентные дисплеи* составлены из электролюминесцентных индикаторов (ЭЛИ).

Рассмотрим основные типы светомодулирующих дисплеев.

*Жидкокристаллические дисплеи* (ЖКД) потребляют малую мощность, дают хорошую видимость изображения даже при высоком уровне внешней освещенности, имеют низкую стоимость, бывают малого (например, в часах) и большого размера.

*Электрохромные дисплеи* (ЭХД) основаны на использовании электрохромного эффекта, который заключается в том, что некоторые вещества под действием электрического поля или при прохождении тока изменяют свой цвет. В качестве электрохромного вещества чаще всего применяют триоксид вольфрама  $WO_3$ . Его пленка под напряжением приобретает синий цвет. Для этого требуется напряжение всего лишь 0,5–1,5 В. При перемене полярности напряжения пленка приобретает исходный цвет. Эти дисплеи потребляют небольшую мощность и обладают «памятью», т. е. сохраняют цветное изображение некоторое время (минуты и даже часы) без потребления мощности. Так как ЭХД на  $WO_3$  имеют ряд недостатков, в частности невысокое быстродействие и небольшой срок службы, то ведутся разработки таких дисплеев на других веществах.

*Электрофорезные дисплеи* (ЭФД) основаны на явлении электрофореза, который состоит в том, что под действием электрического поля в жидкости перемещаются взвешенные частицы (например, частицы пигмента в окрашенной жидкости), притягиваясь к какому-то электроду или отталкиваясь от электрода в зависимости от знака потенциала. Жидкость выбирается с хорошими диэлектрическими свойствами для уменьшения потребления тока. Пигмент выбирается по цвету резко отличным от жидкости. Напряжение для ЭФД составляет десятки вольт. Срок службы может достигать десятков тысяч часов. В течение этого срока могут происходить десятки миллионов переключений. Быстродействие ЭФД невысокое.

## 21.7. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О РАЗЛИЧНЫХ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРАХ

Помимо рассмотренных газоразрядных приборов в РЭА встречаются и некоторые другие. Так, например, для счета импульсов предназначены приборы тлеющего разряда *декатроны* с большим числом катодов, расположенных по окружности. Приходящие импульсы переводят разряд с одного катода на следующий. По свечению одного из десяти индикаторных катодов определяется число импульсов. Каскадное включение нескольких декастронов позволяет отсчитывать не только единицы импульсов, но также десятки, сотни, тысячи и т. д. Это достигается тем, что при разряде около десятого катода декастрона, считающего единицы импульсов, передается импульс на следующий декастрон, считающий десятки импульсов, и возникает свечение на первом катоде, и т. д. В настоящее время счетные устройства с цифровыми индикаторами вытеснили декатроны.

Среди приборов дугового разряда следует отметить *газотроны*, представляющие собой мощные диоды с термоэлектронным катодом, наполненные инертным газом или парами ртути. Они предназначены для выпрямления высоких напряжений и больших токов, причем падение напряжения на самих газотронах всего лишь 10–30 В. В качестве мощных выпрямителей служат также *ртутные вентили* и *экситроны* с одним или несколькими анодами, имеющие жидкий ртутный катод с электростатической эмиссией. Более совершенные ртутные вентили — *игнитроны* имеют также ртутный катод и дополнительный пусковой электрод, облегчающий возникновение дугового разряда.

Широко применялись для выпрямления, в схемах автоматики и во многих других устройствах *тиратроны дугового разряда*. Это газонаполненные триоды с термоэлектронным катодом. У них, так же как и у тиратронов тлеющего разряда, сетка теряет свое управляющее действие после возникновения дугового разряда, т. е. она может только удерживать тиратрон в запертом состоянии и отпирать его. В некоторых тиратронах имеется еще экранирующая сетка. Изменяя напряжение на ней, можно изменять напряжение возникновения разряда. На тиратронах дугового разряда работают управляемые выпрямители, в которых выпрямленное напряжение регулируется изменением напряжения управляющих сеток тиратронов. Расход мощности на процесс управления в цепях этих сеток очень небольшой, и за счет этого получается высокий КПД. Специальные импульсные тиратроны дугового разряда служат для получения кратковременных импульсов большой мощности.

Одна из разновидностей тиратронов дугового разряда — *таситроны*, в которых благодаря особой конструкции сетка управляет не только возникновением, но и прекращением разряда. Оригинальным прибором является *аркатрон*, представляющий собой тиратрон дугового разряда, в котором катод нагревается не током, а за счет ионной бомбардировки.

Все эти газоразрядные приборы весьма инерционны и поэтому непригодны для высоких частот, так как процесс рекомбинации после выключения (запирания) прибора требует значительного времени. Приборы с инертными газами могут работать на частотах в десятки килогерц, а приборы с ртутными парами — на гораздо более низких частотах.



## ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

### 22.1. ФОТОЭЛЕКТРОННАЯ ЭМИССИЯ

*Фотоэлектронная эмиссия*, называемая иначе *внешним фотоэффектом*, представляет собой электронную эмиссию под действием электромагнитного излучения. Эмитирующий электрод при этом называют *фотоэлектронным катодом* (*фотокатодом*), а испускаемые им электроны — *фотоэлектронами*.

Начало изучения фотоэлектронной эмиссии относится к 1886 г., когда немецкий ученый Г. Герц заметил, что напряжение возникновения электрического разряда между электродами снижается, если осветить один из этих электродов. Это явление с 1888 г. стал исследовать профессор Московского университета А. Г. Столетов. Он установил важные свойства внешнего фотоэффекта, но не мог его объяснить, так как в то время еще не были известны электроны.

Рассмотрим законы и характерные особенности фотоэлектронной эмиссии.

1. *Закон Столетова*. Фототок  $I_\Phi$ , возникающий за счет фотоэлектронной эмиссии, пропорционален световому потоку  $\Phi$ :

$$I_\Phi = S\Phi, \quad (22.1)$$

где  $S$  — чувствительность фотокатода, выражаемая обычно в микроамперах на люмен.

Если поток  $\Phi$  монохроматичен, т. е. содержит лучи только одной длины волны, то чувствительность называют *монохроматической* и обозначают  $S_\lambda$ . Чувствительность к потоку белого (немонохроматического) света, состоящего из лучей с разной длиной волны, называют *интегральной* и обозначают  $S_\Sigma$ .

2. *Закон Эйнштейна*. Еще в 1905 г. А. Эйнштейн установил, что при внешнем фотоэффекте энергия фотона  $h\nu$  превращается в работу выхода  $W_0$  и

кинетическую энергию вылетевшего электрона:

$$h\nu = W_0 + 0,5mv^2, \quad (22.2)$$

где  $m$  и  $v$  — масса и скорость фотоэлектрона;  $\nu$  — частота излучения;  $h$  — постоянная Планка, равная  $6,63 \times 10^{-34}$  Дж·с.

Напомним читателю, что электромагнитное излучение имеет двойственную природу. С одной стороны, это электромагнитные волны, характеризующиеся длиной  $\lambda$  и частотой  $\nu$ . А с другой стороны, излучение можно рассматривать как поток частиц — фотонов, обладающих энергией  $h\nu$ .

Закон Эйнштейна говорит о том, что энергия фотона  $h\nu$  передается электрону, который затрачивает на выход из фотокатода энергию  $W_0$ , а разность  $h\nu - W_0$  представляет собой энергию вылетевшего электрона.

3. Для внешнего фотоэффекта существует так называемая *красная, или длинноволновая, граница*. Если уменьшать частоту излучения  $\nu$ , то при некоторой частоте  $\nu_0$  фотоэлектронная эмиссия прекращается, так как на этой частоте  $h\nu_0 = W_0$  и энергия фотоэлектронов становится равной нулю. Частоте  $\nu_0$  соответствует длина волны  $\lambda_0 = c/\nu_0$ , где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с. При  $\nu < \nu_0$  или  $\lambda > \lambda_0$  фотоэлектронной эмиссии не может быть, так как  $h\nu < h\nu_0$ , т. е. энергии фотона недостаточно даже для совершения работы выхода.

4. Для фотоэффекта характерна *малая инерционность*. Фототок запаздывает по отношению к излучению всего лишь на несколько наносекунд.

Фотокатоды иногда характеризуются отношением числа фотоэлектронов к числу фотонов, вызвавших эмиссию. Этот параметр получил название *квантового выхода электронов*. Если бы каждый фотон вызывал выход одного электрона, то квантовый выход равнялся бы единице. Но большая часть фотонов не участвует в создании

фототока: часть фотонов имеет длину волны больше  $\lambda_0$ , часть проникает глубоко в катод и рассеивает там свою энергию, наконец, часть фотонов отражается от поверхности катода. Обычно квантовый выход не превышает 2%.

Работа выхода  $W_0$  и граничная длина волны  $\lambda_0$  для некоторых элементов приведены ниже:

	Ce	K	Sb	Ge	Si
$W_0$ , эВ . . .	1,9	2,3	4,0	4,4	4,8
$\lambda_0$ , мкм . . .	0,66	0,55	0,31	0,28	0,21

Спектру видимого излучения соответствуют длины волн 0,38–0,78 мкм, и, как видно из приведенных данных, часть лучей может вызвать фотоэлектронную эмиссию лишь из цезия и калия. Поэтому фотокатоды обычно делают не из чистого металла. Так, например, широко применяемый оксидно-цезиевый фотокатод, состоящий из серебра, оксида цезия и чистого цезия, имеет уменьшенную работу выхода, и для него  $\lambda_0 = 1,1$  мкм.

Чувствительность фотокатода зависит от длины волны излучения. Эта зависимость  $S = f(\lambda)$  называется *спектральной характеристикой* и может быть двух видов (рис. 22.1). Кривая 1

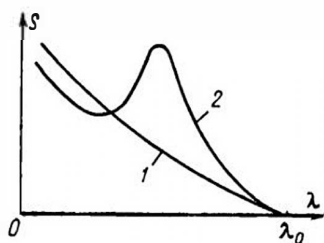


Рис. 22.1. Спектральные характеристики фотокатода

соответствует *нормальному фотоэффекту*, который наблюдается у толстых катодов из чистых металлов, а кривая 2 получается при *селективном (избирательном) фотоэффекте*, который характерен для тонких катодов из особо обработанных щелочных металлов. Следует отметить, что чувствительность с

течением времени постепенно уменьшается, т. е. наблюдается явление «усталости», или «утомления», фотокатода.

## 22.2. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

Электровacuумный (электронный или ионный) *фотоэлемент* представляет собой диод, у которого на внутренней поверхности стеклянного баллона нанесен фотокатод в виде тонкого слоя вещества, эмитирующего фотоэлектроны. Анодом обычно является металлическое кольцо, не мешающее попаданию света на фотокатод. В электронных фотоэлементах создан высокий вакуум, а в ионных находится инертный газ, например аргон, под давлением в несколько сотен паскалей (несколько миллиметров ртутного столба). Катоды обычно применяются сурьмяно-цезиевые или серебряно-кислородно-цезиевые.

Свойства и особенности фотоэлементов отображаются их характеристиками. *Анодные (вольт-амперные)* характеристики электронного фотоэлемента  $I_\Phi = f(u_a)$  при  $\Phi = \text{const}$ , изображенные на рис. 22.2, а, показывают резко выраженный режим насыщения. У ионных фотоэлементов (рис. 22.2, б) такие характеристики сначала идут почти так же, как у электронных фотоэлементов, но при дальнейшем увеличении анодного напряжения вследствие ионизации газа ток значительно возрастает, что оценивается *коэффициентом газового усиления*, который может быть равным от 5 до 12. *Энергетические характеристики* электронного и ионного фотоэлемента, дающие зависимость  $I_\Phi = f(\Phi)$  при  $U_a = \text{const}$ , показаны на рис. 22.3. *Частотные характеристики чувствительности* дают зависимость чувствительности от частоты модуляции светового потока. Из рис. 22.4 видно, что электронные фотоэлементы (линия 1) малоинерционны. Они могут работать на частотах в сотни мегагерц, а ионные фотоэлементы (кривая 2) проявляют значительную инерционность, и чувствительность их снижается уже на частотах в единицы килогерц.

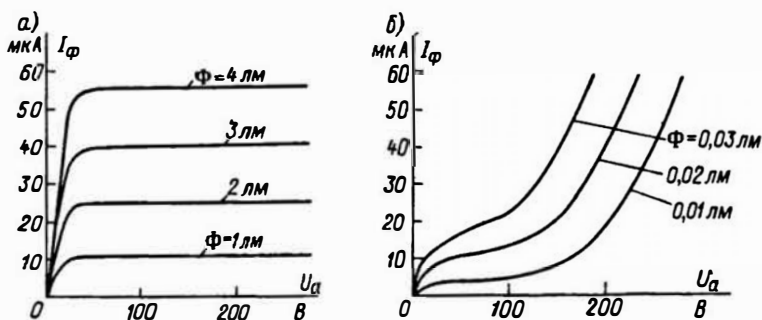


Рис. 22.2. Анодные характеристики электронного (а) и ионного (б) фотозлемента

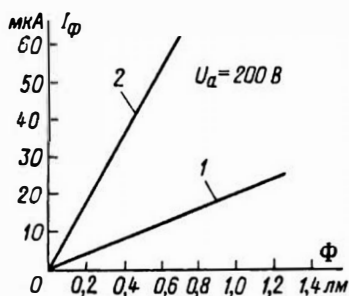


Рис. 22.3. Энергетические характеристики электронного (1) и ионного (2) фотозлемента

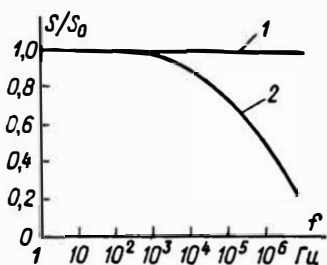


Рис. 22.4. Частотные характеристики электронного (1) и ионного (2) фотозлемента

Основные электрические параметры фотозлементов — чувствительность, максимальное допустимое анодное напряжение и темновой ток. У электронных фотозлементов чувствительность достигает десятков, а у ионных фотозлементов — сотен микроампер на люмен. Темновой ток представляет собой ток при отсутствии облучения. Он объ-

ясняется термоэлектронной эмиссией катода и токами утечки между электродами. При комнатной температуре ток термоэмиссии может достигать  $10^{-10}$  А, а токи утечки —  $10^{-7}$  А. В специальных конструкциях фотозлементов удается значительно снизить токи утечки, а ток термоэмиссии можно уменьшить лишь охлаждением катода до очень низких температур. Наличие темнового тока ограничивает применение фотозлементов для очень слабых световых сигналов.

Фотозлемент обычно включен последовательно с нагрузочным резистором  $R_n$  (рис. 22.5). Так как фототоки очень малы, то сопротивление фотозлемента постоянному току весьма велико и составляет единицы или даже десятки мегаом. Сопротивление нагрузочного резистора желательно также большое. С него снимается напряжение, получаемое от светового сигнала. Это напряжение подается на вход усилителя, входная емкость которого шунтирует резистор  $R_n$ . Чем больше сопротивление  $R_n$  и чем выше частота, тем сильнее это шунтирующее действие и тем меньше напряжение сигнала на резисторе  $R_n$ .

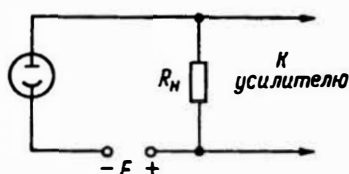


Рис. 22.5. Схема включения фотозлемента

Электровакuumные фотозлементы нашли применение в различных устройствах автоматики, в аппаратуре звукового кино, в приборах для физических исследований. Но их недостатки — невозможность микроминиатюризации и довольно высокие анодные напряжения (десятки и сотни вольт) — привели к тому, что в настоящее время эти фотозлементы во многих видах аппаратуры заменены полупроводниковыми приемниками излучения.

## 22.3. ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ УМНОЖИТЕЛИ

**Фотозлектронный умножитель** (ФЭУ) представляет собой электровакuumный прибор, в котором электронный фотозлемент дополнен устройством для усиления фототока за счет вторичной электронной эмиссии. Впервые в мире ФЭУ были изобретены советским инженером Л. А. Кубецким в 1930 г. В дальнейшем ряд удачных конструкций ФЭУ создали П. В. Тимофеев и С. А. Векшинский.

Принцип работы ФЭУ иллюстрирован на рис. 22.6. Световой поток  $\Phi$  вызывает электронную эмиссию из фотокатода  $\Phi К$ . Фотозлектронны под действием ускоряющего электрического поля направляются на электрод  $D_1$ , называемый **динодом**. Он является анодом по отношению к фотокатоду и одновременно играет роль вторично-электронного эмиттера. Динод делается из металла с достаточно сильной и устойчивой вторичной электронной эмиссией. Поэтому первичные электроны (ток  $I_\phi$ ), идущие с фотокатода, выбивают из динода  $D_1$  вторичные электроны, число

которых в  $\sigma$  раз больше числа первичных электронов ( $\sigma$  — коэффициент вторичной эмиссии динода  $D_1$ , обычно равный нескольким единицам). Таким образом, ток вторичных электронов с первого динода  $I_1 = \sigma I_\phi$ . Ток  $I_1$  направляется на второй динод  $D_2$ , имеющий более высокий положительный потенциал. Тогда от динода  $D_2$  за счет вторичной эмиссии начинается ток электронов  $I_2$ , который в  $\sigma$  раз больше тока  $I_1$  (для упрощения будем считать, что у всех динодов коэффициент вторичной эмиссии один и тот же), т. е.  $I_2 = \sigma I_1 = \sigma^2 I_\phi$ . В свою очередь, ток  $I_2$  направляется на третий динод  $D_3$ , у которого положительный потенциал еще выше, и от этого динода течет ток электронов  $I_3 = \sigma I_2 = \sigma^3 I_\phi$ , и т. д.

С последнего,  $n$ -го, динода  $D_n$  электронный ток  $I_n$  направляется на анод  $A$ , и тогда ток анода  $I_a = I_n = \sigma^n I_\phi$ . Таким образом, коэффициент усиления тока  $k_i = \sigma^n$ . Например, если  $\sigma = 10$  и  $n = 8$ , то  $k_i = 10^8$ . Практически усиление меньше, так как не удается все вторичные электроны, выбитые из данного динода, направить на следующий динод. Чтобы большее число вторичных электронов было использовано, разработаны ФЭУ с различной формой и различным взаимным расположением электродов. Для фокусировки потока вторичных электронов применяют, как правило, электрическое поле, поскольку фокусировка магнитным полем требует громоздких магнитных систем.

Простейший однокаскадный ФЭУ имеет фотокатод, динод и анод. У многокаскадных ФЭУ может быть коэффициент усиления тока до нескольких миллионов, а интегральная чувствительность достигает десятков ампер на люмен. Как правило, ФЭУ работают при малых анодных токах и малых световых потоках. Ток анода обычно бывает не более десятков миллиампер, а световые потоки на входе могут быть  $10^{-3}$  лм и менее.

Поскольку на каждом следующем диноде напряжение выше, чем на предыдущем, то анодное напряжение должно быть высоким (1–2 кВ), что является недостатком ФЭУ. Обычно питание ФЭУ

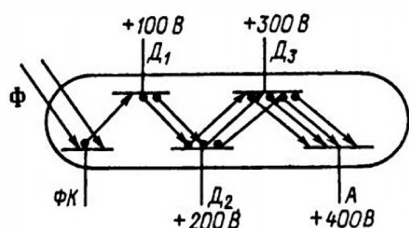


Рис. 22.6. Принцип устройства и работы ФЭУ

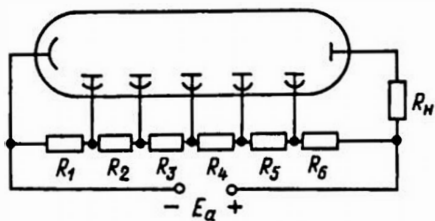


Рис. 22.7. Схема включения ФЭУ

осуществляется через делитель, на который подается полное анодное напряжение (рис. 22.7). В цепь анода включается нагрузочный резистор  $R_n$ , с которого снимается выходное напряжение.

Для ФЭУ, как и для обычных фотоэлементов, характерен темновой ток, обусловленный термоэлектронной эмиссией фотокатода и динодов. Он составляет малые доли микроампера. Этот ток может быть уменьшен охлаждением прибора. Значением темнового тока ограничивается минимальный световой поток, который можно регистрировать с помощью ФЭУ. А минимальные изменения светового потока ограничиваются флуктуациями эмиссии фотокатода и темнового тока. Следует отметить, что эти флуктуации невелики, т. е. ФЭУ являются мал шумящими приборами. Коэффициент шума  $F_{ш}$  у них обычно 1,5–2,0 (напомним, что у идеального «нешумящего» усилителя  $F_{ш} = 1$ ).

Основные параметры ФЭУ: область спектральной чувствительности (диапазон длин волн), в которой можно

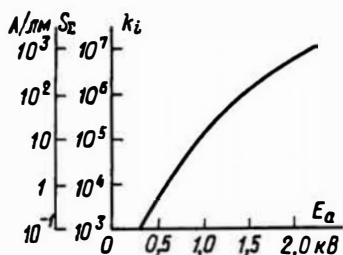


Рис. 22.8. Зависимость коэффициента усиления тока и интегральной чувствительности от напряжения питания ФЭУ

применять данный ФЭУ; число ступеней умножения; общий коэффициент усиления тока; напряжение питания; интегральная чувствительность; темновой ток. В качестве характеристик ФЭУ обычно рассматриваются световая характеристика  $I_a = f(\Phi)$ , а также зависимости коэффициента усиления  $k_i$  и интегральной чувствительности  $S_E$  от напряжения питания  $E_a$  (рис. 22.8).

Фотоэлектронные умножители обладают малой инерционностью и могут работать на весьма высоких частотах. Их применяют для регистрации световых импульсов, следующих через наносекундные промежутки времени. Кроме того, ФЭУ применяются во многих областях науки и техники — в астрономии, фототелеграфии и телевидении, для измерения малых световых потоков, для спектрального анализа и т. д. В полупроводниковой электронике нет пока приборов, заменяющих ФЭУ.

## ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ТРЕТЬЯ

# СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

## 23.1. ПРИЧИНЫ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ

При большом усилении с помощью электронных ламп в телефоне или громкоговорителе, включенном на выходе, слышен характерный шум в виде шороха, шипения и трёска даже в том

случае, если на вход никакие сигналы не подаются.

Такой шум можно слышать в любом радиоприемнике, если отключить антенну и замкнуть накоротко входные зажимы, чтобы приема внешних сигналов не было. Чем больше коэффициент усиления, тем громче собственный шум приемника.

Собственные шумы электронных ламп ограничивают чувствительность радиоприемников и других радиоэлектронных устройств, служащих для обнаружения, усиления и измерения слабых электрических сигналов. Если полезные сигналы слабее собственных шумов, то прием этих сигналов обычными методами практически невозможен.

Основные причины собственных шумов электронных ламп — различного рода флуктуации.

1. *Флуктуации электронной эмиссии катода* вызываются несколькими явлениями. Число электронов, выходящих с поверхности катода за одинаковые малые промежутки времени, не бывает строго постоянным. Поэтому эмиссионный ток непрерывно совершает небольшие беспорядочные колебания даже при неизменном состоянии эмитирующей поверхности. Такое явление называется *дробовым эффектом*.

Эмиссионные свойства микроскопических участков поверхности катода также непрерывно, быстро и беспорядочно изменяются. Этот процесс получил название *поверхностного флуктуационного эффекта*.

Флуктуационные эффекты наблюдаются при всех видах эмиссии и у разных катодов, но не в одинаковой степени. Они сильнее выражены при термоэлектронной эмиссии, а также у активированных катодов. Поверхностный флуктуационный эффект особенно резко проявляется у оксидных катодов.

2. *Флуктуации вторичной электронной эмиссии* электродов лампы, находящихся под положительным потенциалом, а также различных изоляторов и стекла баллона также играют роль в создании собственных шумов.

3. *Флуктуации ионных токов* наблюдаются при недостаточном вакууме. Чем хуже вакуум, тем больше ионов и тем сильнее сказывается этот вид флуктуаций.

4. *Флуктуации токораспределения* бывают всегда при наличии в лампе двух или более электродов с положительным потенциалом. За счет теплового хаотического движения число электронов, попа-

дающих на эти электроды, непрерывно и беспорядочно меняется.

## 23.2. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ

Для диода в режиме насыщения действующее значение шумового тока можно определить по формуле

$$I_{ш}^2 = 2qI_s\Gamma_{пр}, \quad (23.1)$$

где  $q$  — заряд электрона;  $I_s$  — ток насыщения;  $\Gamma_{пр}$  — полоса частот колебаний, пропускаемых устройством, с помощью которого наблюдается шумовой ток.

Например, если  $I_s = 50$  мА и  $\Gamma_{пр} = 1$  кГц, то

$$I_{ш} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3} = 4 \cdot 10^{-9} \text{ А} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ мкА}.$$

В режиме объемного заряда шумовой ток уменьшается. Действительно, пусть, например, в результате флуктуаций эмиссия несколько усилилась, т. е. из катода вылетело больше электронов. За счет этого анодный ток должен увеличиться. Но при этом объемный заряд также возрастет и повысится потенциальный барьер около катода, что вызовет уменьшение анодного тока. Таким образом, наличие два взаимно противоположных изменения, и в результате флуктуации анодного тока будут меньше, чем в режиме насыщения.

Так как шумовой ток диода в режиме насыщения легко определяется по приведенной формуле, то в качестве генераторов шумов для испытания радиоэлектронных устройств, например радиоприемников, применяют специальные шумовые диоды.

Для сравнения различных ламп по шумовым свойствам в качестве шумовых параметров используются *эквивалентным шумовым напряжением*  $U_{ш.э}$  и *шумовым сопротивлением* лампы  $R_{ш.э}$ , введенными на основании следующих соображений.

Считают, что сама лампа является идеальной, т. е. не шумит, а создает шум за счет усиления некоторого шумового напряжения, подведенного к ее сетке. Такое напряжение шумов, наблюдаемых при комнатной температуре и

при полосе частот пропускаемых колебаний 1 кГц, называют эквивалентным шумовым напряжением лампы. Таким образом, можно считать, что в цепь сетки идеальной (нешумящей) лампы включен генератор напряжения  $U_{ш.э}$  (рис. 23.1). У большинства ламп напряжение  $U_{ш.э}$  составляет доли микровольта. Для полосы пропускания  $\Pi_{пр}$ , выраженной в килогерцах, шумовое напряжение в  $\sqrt{\Pi_{пр}}$  раз больше, чем  $U_{ш.э}$ .

На каждом резисторе возникает шумовое напряжение, которое в соответствии с формулой Найквиста (см. гл. 6) при комнатной температуре равно

$$U_{ш} \approx \frac{1}{8} \sqrt{R \Pi_{пр}}, \quad (23.2)$$

где  $U_{ш}$  — в микровольтах,  $R$  — в килоомах и  $\Pi_{пр}$  — в килогерцах.

Можно считать, что эквивалентное шумовое напряжение лампы создается некоторым резистором с сопротивлением  $R_{ш.э}$ , включенным в цепь сетки лампы (рис. 23.2). Так как напряжение  $U_{ш.э}$  определяется при  $\Pi_{пр} = 1$  кГц, то зависимость между напряжением  $U_{ш.э}$  в микровольтах и сопротивлением  $R_{ш.э}$  в килоомах в соответствии с формулой

(23.2) запишется так:

$$U_{ш.э} \approx \frac{1}{8} \sqrt{R_{ш.э}} \quad (23.3)$$

или

$$R_{ш.э} \approx 64 U_{ш.э}^2. \quad (23.4)$$

Характеристика шумовых свойств ламп с помощью эквивалентного шумового сопротивления наиболее удобна, так как позволяет легко рассчитывать суммарные шумы, создаваемые лампой совместно с другими элементами, например резисторами, включенными в цепь ее сетки.

Значения  $R_{ш.э}$  в килоомах для различных ламп рассчитываются по следующей формулам:

для триода

$$R_{ш.э} \approx 2,5/S; \quad (23.5)$$

для пентода или тетрода

$$R_{ш.э} \approx \frac{2,5}{S} + \frac{20 I_a I_{g2}}{S^2 (I_a + I_{g2})}, \quad (23.6)$$

где токи выражены в миллиамперах, а крутизна — в миллиамперах на вольт.

Из этих формул видно, что уменьшение значения  $R_{ш.э}$  достигается увеличением крутизны. У триодов сопротивление  $R_{ш.э}$  составляет сотни или тысячи ом, а у пентодов и тетродов оно выше (десятки килоом), что объясняется дополнительными шумами от флюктуаций токораспределения. Еще выше (сотни килоом) это сопротивление у многосеточных частотообразовательных ламп. Чем больше электродов у лампы, тем выше уровень шумов. Чтобы шумы приемника или усилителя были наименьшими, необходимо в первом каскаде применять лампу с возможно более низким значением  $R_{ш.э}$ , так как шумы первой лампы усиливаются всеми последующими каскадами.

Иногда шумовые свойства ламп характеризуют коэффициентом шума, который определяется для ламп так же, как и для транзисторов (см. гл. 6). Уровень шумов существенно зависит от режима ламп. При понижении накала шумы усиливаются, так как уменьшается объемный заряд, который в некоторой степени подавляет флюктуации

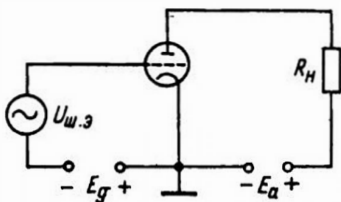


Рис. 23.1. Усилительный каскад с источником эквивалентного шумового напряжения лампы

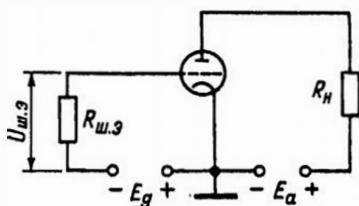


Рис. 23.2. Усилительный каскад с эквивалентным шумовым сопротивлением лампы

анодного тока. При увеличении отрицательного напряжения смещения управляющей сетки шумы усиливаются вследствие уменьшения крутизны. То же получается при снижении напряжения экранирующей сетки. Но при повышении напряжения  $U_{g2}$  шумы усиливаются за счет токораспределения. Существует оптимальное значение  $U_{g2}$ , при котором шумы минимальны. Пентоды меньше шумят в режиме перехвата, так как в режиме возврата уменьшается крутизна и возрастают шумы от токораспределения. При работе лампы на более низких частотах сильнее сказывается по-

верхностный флюктуационный эффект. Таким образом, снижение шумов достигается не только выбором мал шумящей лампы, но и подбором режима работы этой лампы.

Помимо шумов, обусловленных флюктуациями, могут наблюдаться еще шумы за счет других явлений внутри лампы. К ним относятся: фон от питания цепи накала переменным током, колебания тока от механических вибраций электродов лампы (виброшумы), шумы от изменения токов утечки через изоляцию с непостоянным сопротивлением и другие явления.

## ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ЧЕТВЕРТАЯ

### ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП НА СВЧ

#### 24.1. МЕЖЭЛЕКТРОДНЫЕ ЕМКОСТИ И ИНДУКТИВНОСТИ ВЫВОДОВ

Между любыми двумя электродами лампы имеется емкость. Вывод любого электрода обладает индуктивностью. На рис. 24.1 показаны для примера триод с собственными емкостями и индуктивностями (а) и его эквивалентная схема (б). Эти емкости и индуктивности изменяют параметры колебательных систем, подключенных к лампе. В результате уменьшается собственная частота колебательных систем и становится невоз-

можной настройка их на частоту выше некоторой предельной.

Для каждой лампы характерна предельная частота  $f_{\text{пред}}$ . Это частота колебательного контура, получающегося при коротком замыкании выводов электродов. Например, если замкнуть накоротко анод и сетку триода, как показано штриховой линией на рисунке, то образуется контур, у которого

$$C = C_{a-g} + C_{a-k} / (C_{a-k} + C_{g-k}); \quad (24.1)$$

$$L = L_a + L_g + L_{\text{пр}}, \quad (24.2)$$

где  $L_{\text{пр}}$  — индуктивность замыкающего провода.

Работа лампы с внешним колебательным контуром возможна лишь на частотах ниже  $f_{\text{пред}}$ . Возьмем для примера лампу, имеющую  $C = 10$  пФ и  $L = 0,016$  мкГн. Предельная частота у нее

$$\begin{aligned} f_{\text{пред}} &= 1/(2\pi \sqrt{LC}) = \\ &= 1/(2\pi \sqrt{0,016 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^{-12}}) \approx \\ &\approx 400 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 400 \text{ МГц}, \end{aligned}$$

что соответствует длине волны 75 см.

Очевидно, что эта лампа непригодна для дециметрового диапазона, так как при наличии внешнего контура резо-

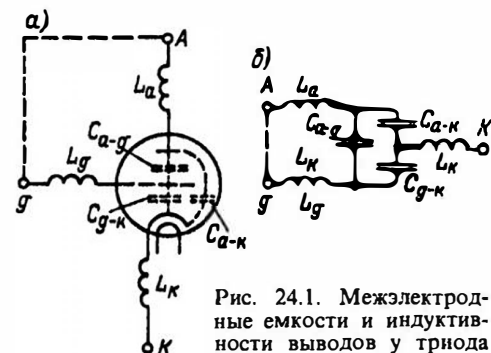


Рис. 24.1. Межэлектродные емкости и индуктивности выводов у триода



нансная частота заметно ниже 400 МГц.

Индуктивности и емкости лампы, будучи включены в те или иные ее цепи, создают нежелательные положительные или отрицательные обратные связи и фазовые сдвиги, которые во многих случаях ухудшают работу схемы. Особенно сильно влияет индуктивность катодного вывода  $L_k$ . Она входит в анодную и сеточную цепи, и создает обратную связь, вследствие чего изменяется режим работы и уменьшается входное сопротивление лампы, т. е. сопротивление между сеткой и катодом, на которое нагружается источник усиливаемого напряжения. Межэлектродные емкости также способствуют уменьшению входного сопротивления лампы. Кроме того, эти емкости, имея на СВЧ весьма небольшое сопротивление, могут вызвать в более мощных лампах значительные емкостные токи, нагревающие выводы электродов и создающие дополнительные потери энергии. Так, например, емкость сетка — катод, равная 4 пФ, на частоте 1000 МГц ( $\lambda = 30$  см) имеет сопротивление 40 Ом. Если к ней приложено переменное напряжение 40 В, то возникает емкостный ток 1 А!

## 24.2. ИНЕРЦИЯ ЭЛЕКТРОНОВ

Вследствие того что электроны имеют массу, они не могут мгновенно пролетать расстояние между электродами. На СВЧ время пролета электронов в лампе, несмотря на свою малость ( $10^{-8} - 10^{-10}$  с), соизмеримо с периодом колебаний. Лампа перестает быть малоинерционным прибором. Принято говорить, что на СВЧ проявляется инерция электронов. Инерция электронных процессов в лампе создает вредные фазовые сдвиги, искажает форму импульсов анодного тока и служит причиной возникновения значительных сеточных токов. В результате резко снижается входное сопротивление лампы, увеличиваются потери мощности, а следовательно, уменьшается полезная мощность.

Инерция электронов не влияет на работу лампы на частотах, соответствующих диапазонам метровых и более

длинных волн. Действительно, если период колебаний  $T$  много больше, чем время пролета электронов в лампе  $t_{пр}$ , то переменные напряжения на электродах лампы за это время не успевают значительно измениться. Это наглядно показывают графики на рис. 24.2, изображающие изменение напряжений на сетке и на аноде некоторой усилительной лампы, когда период колебаний в 40 раз больше времени пролета электрона. Например, если  $t_{пр} = 10^{-9}$  с, то  $T = 40 \cdot 10^{-9}$  с, что соответствует  $f = 1/(40 \cdot 10^{-9}) = 25 \cdot 10^6$  Гц = 25 МГц или длине волны  $\lambda = 12$  м.

В данном случае можно считать, что пролет электрона от катода к аноду совершается при постоянных напряжениях электродов. Это означает, что движение электронов происходит по обычным законам без каких-либо новых явлений и анодный ток изменяется соответственно изменениям сеточного напряжения. Переменная составляющая анодного тока будет совпадать по фазе с переменным напряжением сетки. Иначе протекают электронные процессы в тех случаях, когда время пролета одного порядка с периодом колебаний.

Режим работы лампы при постоянных напряжениях электродов называется *статическим*. Если же напряжение хотя бы одного из электродов меняется, но не с очень высокой частотой, то такой режим называется *квазистатическим*. И наконец, режим называется *динамическим*, если напряжение хотя бы одного электрода изменяется так быстро, что законы статического режима применять нельзя. На СВЧ лампы работают именно в динамическом режиме. Неприменимость законов статического режима

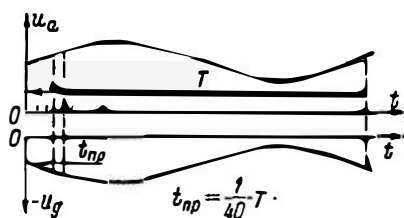


Рис. 24.2. Сравнение времени пролета электронов с периодом колебаний

к динамическому объясняется инерцией электронов.

Вместо времени пролета часто пользуются *углом пролета*  $\alpha_{\text{пр}}$ , который связан с временем  $t_{\text{пр}}$  соотношением

$$\alpha_{\text{пр}} = \omega t_{\text{пр}}, \quad (24.3)$$

где  $\omega$  — угловая частота переменного напряжения электродов лампы.

Очевидно, что  $\alpha_{\text{пр}}$  есть изменение фазового угла переменного напряжения за время  $t_{\text{пр}}$ . Если, например,  $t_{\text{пр}} = T/4$ , то  $\alpha_{\text{пр}} = 90^\circ$ . При углах пролета меньше  $20^\circ$  инерцию электронов обычно не учитывают, т. е. режим считают квазистатическим.

Рассмотрим особенности электронных процессов в триоде на СВЧ, имея в виду, что электрон большую часть времени пролета тратит на промежуток катод — сетка, так как здесь ускоряющая разность потенциалов невелика. Пусть, для примера, время пролета на этом участке равно половине периода, а рабочая точка установлена в самом начале анодно-сеточной характеристики лампы. На более низких частотах при этом был бы режим отсечки анодного тока, т. е. импульсы анодного тока проходили бы в течение положительных полупериодов переменного сеточного напряжения, а во время отрицательных полупериодов лампа была бы заперта.

Но если  $t_{\text{пр}} = T/2$ , то работа лампы существенно изменится. Электроны, начавшие свое движение от катода в начале положительного полупериода сеточного напряжения, пролетят сквозь сетку в конце этого полупериода. Последующие электроны, начавшие движение позже, не успеют долететь до сетки во время положительного полупериода. Они еще будут в пути, когда на сетке переменное напряжение уже изменит свой знак и поле между сеткой и катодом станет тормозящим. Многие электроны будут заторможены, остановятся, не долетев до сетки, и вернуться на катод. Это особенно относится к электронам, начавшим движение от катода в конце положительного полупериода, так как они почти сразу попадают в тормозящее поле. Возвращение части электронов

обратно на катод уменьшает амплитуду импульсов анодного тока. Уменьшается полезная мощность, отдаваемая лампой, и начинается бомбардировка катода возвращающимися электронами. Из-за этого происходит дополнительный нагрев катода. Мощность на нагрев расходуется источником переменного сеточного напряжения. Что же касается электронов, успевших пролететь сквозь сетку, то, когда они движутся далее к аноду, напряжение сетки становится уже отрицательным, а значит, увеличивается разность потенциалов между анодом и сеткой и электроны с увеличенной энергией бомбардируют анод. Дополнительная мощность на эту бомбардировку также отбирается от источника усиливаемого напряжения.

Если рассмотреть электронные процессы в других режимах, то можно прийти к таким же выводам: вследствие инерции электронов уменьшается переменная составляющая анодного тока, увеличивается мощность потерь на аноде и дополнительно нагревается катод от ударов возвращающихся электронов. Эти явления наблюдаются не только при  $t_{\text{пр}} = T/2$ , но и всегда, когда время пролета и период колебаний соизмеримы.

## 24.3. НАВЕДЕННЫЕ ТОКИ В ЦЕПЯХ ЭЛЕКТРОДОВ

Для более правильного понимания работы электронных ламп на СВЧ необходимо познакомиться с наведенными токами в цепях электродов этих ламп.

При рассмотрении работы ламп обычно для упрощения считают, что ток в цепи какого-либо электрода возникает благодаря попаданию на этот электрод потока электронов, летящих внутри лампы. Такой поток электронов внутри лампы называют *конвекционным током*. Более глубокое изучение работы электронных ламп показало, что ток во внешней цепи любого электрода представляет собой *наведенный (индуцированный) ток*, сущность которого легко уяснить, если вспомнить явление электростатической индукции.

Пусть имеется незаряженный проводник *А* (рис. 24.3), к одному концу которого приближается отрицательно заряженный конец проводника *Б*. Тогда некоторое число электронов проводника *А*, отталкиваемых зарядом проводника *Б*, уйдет на другой конец проводника *А* и там возникнет отрицательный заряд. На ближнем к индуцирующему заряду конце проводника *А* будет недостаток электронов, т. е. появится положительный заряд. При этом вдоль проводника *А* пройдет ток, который и будет наведенным током. Его значение тем больше, чем больше индуцирующий заряд и чем быстрее он приближается к проводнику *А*. Если удалять проводник *Б* от проводника *А*, то электроны будут возвращаться, и, следовательно, в проводнике *А* пройдет ток обратного направления, значение которого по-прежнему будет определяться скоростью движения проводника *Б* и индуцирующим зарядом.

Итак, если электрический заряд приближается к какому-либо проводнику или удаляется от него, то в этом проводнике появляется наведенный ток.

В электронных лампах функцию индуцирующего отрицательного заряда выполняет поток электронов, т. е. конвекционный ток. Этот ток всегда возбуждает наведенные токи в проводах, соединенных с электродами лампы. Наведенный ток увеличивается при увеличении числа и энергии летящих электронов, а также при уменьшении расстояния между ними и данным электродом.

Пусть, например, на анод диода с накаливаемым катодом подается постоянное напряжение. Тогда от катода к аноду внутри лампы начнет двигаться поток электронов, который вызовет наведенный ток во внешней части анодной цепи. Таким образом, анодный ток возникает не в тот момент времени,

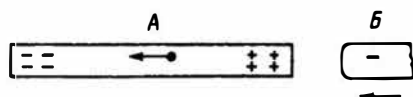


Рис. 24.3. Схема электростатической индукции

когда электроны достигают анода, а в момент, когда они начинают удаляться от катода.

В статическом или квазистатическом режиме, когда  $t_{пр} \ll T$ , наведенный ток в анодной цепи диода равен конвекционному току. Это позволяет для данных режимов вообще не вводить понятие «наведенный ток». Но на СВЧ, когда за время пролета электронов от одного электрода к другому напряжения значительно изменяются, необходимо рассматривать наведенные токи в цепях электродов. Можно представить себе даже такой случай, когда электроны совершают колебания, например, в промежулке катод — анод, но из-за своей инерции не попадают на анод. Однако они создают в анодной цепи наведенный ток.

С учетом наведенного тока можно лучше понять преобразование энергии, совершающееся при движении электронов в электрическом поле. Рассмотрим для примера движение электронов в ускоряющем или тормозящем поле между двумя электродами, считая, что это поле создано источником ЭДС в виде батареи (рис. 24.4). Поток летящих внутри лампы электронов создает в цепи

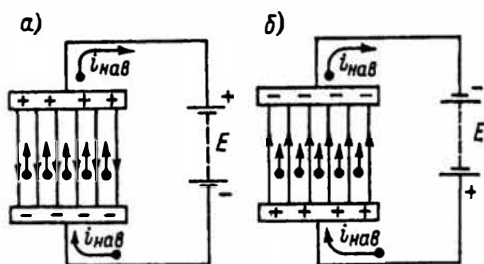


Рис. 24.4. Наведенный ток при движении электронов в поле, созданном постоянным напряжением

батареи наведенный ток, направление которого совпадает с направлением конвекционного тока. Здесь, как и везде далее, стрелки показывают направление движения электронов от минуса к плюсу, а не условное направление тока от плюса к минусу. Нетрудно видеть, что при ускоряющем поле (рис. 24.4, а) наведенный ток, проходящий через батарею,

будет для нее разрядным током. Батарея разряжается, т. е. расходует свою энергию, которая с помощью электрического поля передается летящим электронам и увеличивает их кинетическую энергию. А при тормозящем поле (рис. 24.4, б) наведенный ток, наоборот, будет для батареи зарядным током, т. е. электроны отдают свою энергию, которая накапливается в батарее. Процессы заряда и разряда аккумуляторной батареи наведенным током, конечно, не имеют практического применения в технике СВЧ и описаны только в качестве примера.

Следует учитывать также возникновение наведенных токов в колебательных контурах, подключенных к лампе. На рис. 24.5 изображен колебательный контур, состоящий из индуктивности  $L$  и емкости  $C$ , которой может быть емкость между двумя электродами лампы. Пусть в контуре происходят свободные затухающие колебания. Тогда на зажимах контура и на электродах лампы будет переменное напряжение. Предположим, что между электродами движется поток электронов (каким способом он получен, пока не имеет значения).

Если поле, созданное напряжением электродов, тормозит электроны (рис. 24.5, а), то наведенный ток будет током,

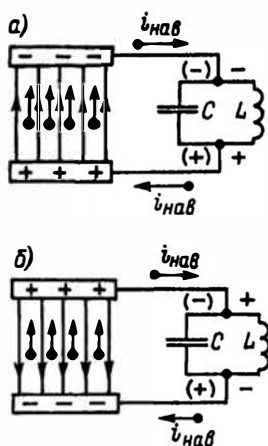


Рис. 24.5. Наведенный ток при движении электронов в поле, созданном переменным напряжением колебательного контура

питающим контур. Действительно, направление этого тока таково, что создаваемое им в контуре напряжение совпадает по фазе с напряжением, имеющимся в контуре от свободных колебаний. Это значит, что наведенный ток препятствует затуханию колебаний. Иначе говоря, часть кинетической энергии летящих электронов передается в контур и поддерживает там колебательный процесс.

Но если поле, созданное переменным напряжением, будет ускоряющим для электронов (рис. 24.5, б), то наведенный ток создает в контуре падение напряжения, противоположное по фазе переменному напряжению свободных колебаний, т. е. способствующее более быстрому их затуханию. В данном случае контур тратит часть своей энергии на увеличение скорости полета электронов, и поэтому затухание колебаний в контуре усиливается.

Таким образом, для ослабления затухания, т. е. для поддержания колебаний в контуре, подключенном к электродам лампы, необходимо направлять в пространство между электродами поток электронов в те промежутки времени, когда электрическое поле будет тормозящим.

Чтобы лучше представить себе возникновение наведенного тока, следует изучить этот процесс в диоде. Полученные при этом выводы будут справедливы и для любой другой системы из двух электродов. Для упрощения рассуждений рассмотрим случай, когда анодное напряжение представляет собой импульс прямоугольной формы, длительность которого соизмерима с временем полета. Графики этого напряжения и наведенного тока в проводах анода и катода диода приведены на рис. 24.6, а. На рис. 24.6, б показано для различных моментов времени распределение электронного потока, т. е. конвекционного тока, в промежутке анод — катод.

В момент  $t_1$  электроны начинают двигаться от катода (точнее, от «электронного облачка» около катода) и возникает наведенный ток. Промежуток анод — катод еще не заполнен электронами. Через некоторое время, в момент  $t_2$ , значительная часть этого промежутка

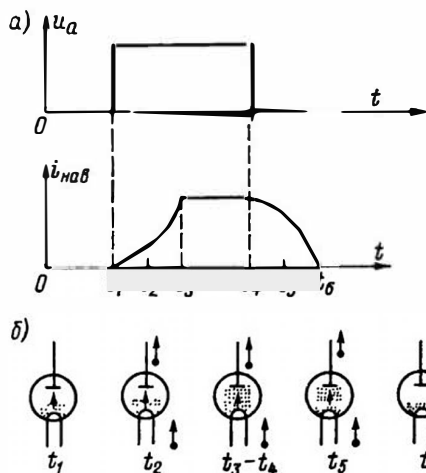


Рис. 24.6. Наведенный ток в диоде

уже заполнена электронами. Так как они движутся в ускоряющем поле, то скорость их больше, чем в момент  $t_1$ . Благодаря этому наведенный ток становится больше и скорость его нарастания увеличивается. В момент  $t_3$  электроны достигают анода и все пространство анод — катод заполнено движущимися электронами. Наведенный ток становится максимальным. Такое положение сохраняется до конца импульса напряжения (момент  $t_4$ ), после чего новые электроны уже не будут двигаться от катода к аноду. А электроны, заполняющие промежуток анод — катод, продолжают по инерции двигаться к аноду. Число их уменьшается, т. е. промежуток «очищается» от электронов, и соответственно уменьшается наведенный ток (момент  $t_5$ ). Когда в момент  $t_6$  в промежутке анод — катод не остается электронов, наведенный ток становится равным нулю. Как видно, импульс наведенного тока растянут во времени по сравнению с импульсом напряжения и отстает от последнего, т. е. позже достигает максимума и позже спадает до нуля.

Если после положительного импульса анодного напряжения последует отрицательный импульс, то часть электронов все же долетит до анода, а другая часть затормозится настолько, что останется и станет возвращаться на катод.

Следовательно, возникает конвекционный ток обратного направления и соответственно создается импульс обратного наведенного тока. Аналогичные явления происходят и при подаче на диод переменного синусоидального напряжения.

## 24.4. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ И ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ

Для каждого усилительного каскада большую роль играет *входное сопротивление лампы*, т. е. то сопротивление, которое лампа оказывает источнику усиливаемого напряжения.

В усилительном каскаде, изображенном в общем виде на рис. 24.7, генератор усиливаемого напряжения  $\Gamma$ , имеющий ЭДС и внутреннее сопротивление соответственно  $E$  и  $R_r$ , нагружен входным сопротивлением лампы. Это сопротивление обычно имеет активную и емкостную составляющие. Будем рассматривать только активное входное сопротивление и обозначим его  $R_{вх}$ .

Всегда желательно, чтобы сопротивление  $R_{вх}$  было как можно большим. В идеальном случае  $R_{вх} = \infty$ , тогда цепь сетки разомкнута и сеточного тока нет. Следовательно, нет потери напряжения на внутреннем сопротивлении генератора и вся его ЭДС передается на сетку ( $U_g = E$ ). В этом случае генератор может иметь сколь угодно малую мощность. Для получения  $R_{вх} = \infty$  необходимо, чтобы электроны не попадали на сетку и не создавали сеточный ток, т. е. напряжение смещения  $E_g$  должно превышать амплитуду усиливаемого переменного напряжения:  $|E_g| \geq U_{mg}$ . Практически такой, близкий к идеаль-

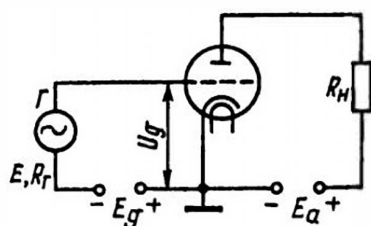


Рис. 24.7. Усилительный каскад

ному, режим работы получается только на достаточно низких частотах, когда можно пренебречь емкостным током, проходящим через входную емкость лампы.

На высоких частотах сопротивление  $R_{вх}$  не равно бесконечности. Чем оно меньше, тем больше переменный ток  $I_g$  в цепи сетки. С увеличением этого тока растет потеря напряжения на внутреннем сопротивлении генератора  $R_r$  и уменьшается полезное напряжение на сетке, так как  $U_g = E - I_g R_r$ . Растут также потери мощности  $P_{вх} = I_g^2 R_{вх}$  в самом входном сопротивлении и полная мощность, которую должен развивать генератор.

Усилительный каскад принято характеризовать коэффициентом усиления  $K$ , показывающим, во сколько раз усиливается напряжение. На высоких частотах важен также коэффициент усиления мощности  $K_p$ , показывающий, во сколько раз усиливается мощность:

$$K_p = P_{вых} / P_{вх}, \quad (24.4)$$

где  $P_{вых}$  — полезная мощность, отдаваемая лампой.

При малом входном сопротивлении мощность  $P_{вх}$  может настолько возрасти, что  $K_p$  станет равен единице или будет еще меньше. Очевидно, нецелесообразно применять усилители, дающие усиление мощности меньше чем в 2–3 раза. С переходом на СВЧ входное сопротивление резко уменьшается и усиление мощности незначительно или даже совсем отсутствует. Уменьшение входного сопротивления на СВЧ объясняется возникновением наведенных токов в цепи сетки.

В зависимости от соотношения времени пролета и периода колебаний, расстояний катод — сетка и сетка — анод, а также напряжений электродов процессы в триоде могут протекать различно, но все же в любом случае из-за инерции электронов на СВЧ возникают большие наведенные сеточные токи, приводящие к резкому уменьшению входного сопротивления. Чтобы это было ясно, рассмотрим упрощенно процессы, протекающие в триоде в некотором частном случае.

Пусть на сетку подано переменное напряжение в виде положительных импульсов прямоугольной формы и запирающее напряжение смещения (рис. 24.8, а). При этом напряжение сетки остается все время отрицательным, т. е. электроны на сетку не попадают. Пусть время пролета электронов  $t_{g-k}$  на участке сетка — катод равно времени пролета  $t_{a-g}$  на участке анод — сетка и несколько меньше половины длительности импульса. На рисунке для этого режима показаны графики наведенных токов в цепях триода (рис. 24.8, б и в) и распределение электронного потока, т. е. конвекционного тока, в разные моменты времени (рис. 24.8, з). Сетку триода будем считать настолько густой, что участки сетка — катод и анод — сетка можно рассматривать как отдельные диоды.

До момента  $t_1$  лампа заперта и токов нет. В момент  $t_1$  лампа отпирается, начинается движение электронов от катода (точнее, от «электронного облачка» около катода) к сетке и наведенный ток  $i_1$  в проводе сетки возрастает. Такой же ток  $i_k$ , равный  $i_1$ , появляется и в проводе катода. Если в момент  $t_2$

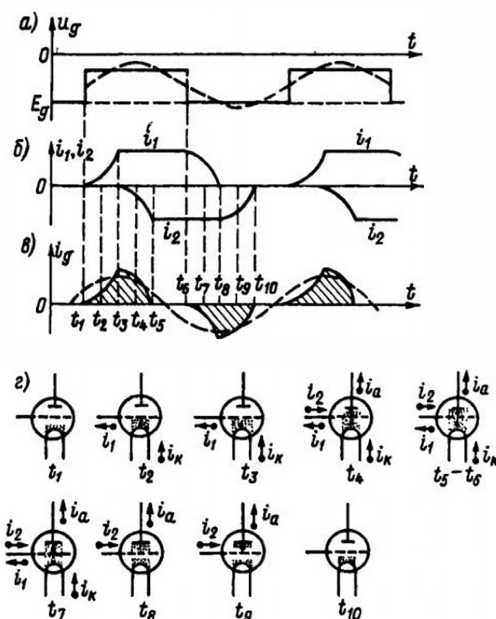


Рис. 24.8. Наведенный ток в цепи сетки триода

промежуток сетка — катод уже наполовину заполнен электронами, то ток  $i_1$  равен некоторому среднему значению. Далее он продолжает возрастать, достигая максимального значения в момент  $t_3$ , когда электронный поток дойдет до сетки. Электроны на сетку не попадают, а пролетают сквозь нее и движутся к аноду. Этот удаляющийся от сетки поток электронов создает в проводе сетки наведенный ток  $i_2$ , противоположный по направлению току  $i_1$ . Будет также индуцироваться ток  $i_a$  в проводе анода, равный току  $i_2$ .

Возрастающий ток  $i_2$  в момент  $t_4$  имеет некоторое среднее значение и достигает максимального в момент  $t_5$ , когда весь промежуток анод — сетка заполняется движущимися электронами. До момента  $t_6$  оба тока  $i_1$  и  $i_2$  постоянны и равны друг другу, а в момент  $t_6$  лампа запирается, и поэтому электроны перестают уходить от катода. Но электронный поток, заполняющий межэлектродные промежутки, продолжает движение.

На участке сетка — катод электроны будут двигаться по инерции и приближаться к сетке. Число их в этом промежутке убывает, и ток  $i_1$  уменьшается. В момент  $t_7$  он имеет какое-то среднее значение, а в момент  $t_8$  спадает до нуля, так как промежуток сетка — катод «очищается» от электронов. После этого начинает уменьшаться число электронов в промежутке анод — сетка и соответственно ток  $i_2$ . Он снижается до некоторого среднего значения в момент  $t_9$ , а в момент  $t_{10}$ , когда уже все электроны попадают на анод, становится равным нулю.

Таким образом, в цепи сетки возникают два импульса наведенного тока, противоположные по направлению (рис. 24.8, б). Результирующий (суммарный) наведенный ток сетки (рис. 24.8, в) представляет собой переменный ток. На рис. 24.8, а и в штриховыми кривыми показаны первые гармоники напряжения и тока сетки. Видно, что первая гармоника наведенного тока сетки несколько опережает по фазе первую гармонику напряжения. Это означает, что наведенный ток сетки имеет активную состав-

ляющую, а также реактивную емкостного характера. Последняя добавляется к обычному емкостному току в цепи сетки, обусловленному входной емкостью лампы. Поскольку суммарный емкостный ток увеличивается, то можно сказать, что инерция электронов приводит к некоторому возрастанию входной емкости.

Однако самое неприятное следствие инерции электронов состоит в появлении активной составляющей сеточного тока. Она обуславливает входное активное сопротивление, которое уменьшается с повышением частоты и снижает коэффициент усиления мощности. Активное входное сопротивление характеризует потерю энергии источником колебаний, включенным в цепь сетки. Эта энергия переносится активной составляющей наведенного тока от источника колебаний к электрическому полю и передается электронам, которые увеличивают кинетическую энергию и расходуют ее на нагрев анода. Если же лампа работает на более низких частотах и временем пролета электронов можно пренебречь, то при сеточном напряжении, показанном на рис. 24.8, а, импульсы токов  $i_1$  и  $i_2$  будут иметь такую же прямоугольную форму и длительность. Поскольку эти токи равны и противоположны по направлению, то суммарный сеточный ток равен нулю. Следовательно, никакого расхода энергии источником колебаний в этом случае нет.

Влияние инерции электронов на работу лампы было рассмотрено при подаче на сетку положительных импульсов напряжения прямоугольной формы. Но и в других, более сложных случаях также возникает активный наведенный ток в цепи сетки, т. е. вследствие инерции электронов лампа имеет активное входное сопротивление. Если у переменного напряжения на сетке лампы не только положительные, но и отрицательные импульсы, то последние создают тормозящее поле, которое возвращает часть электронов на катод. Они ускоряются полем, и, следовательно, энергия источника колебаний расходуется в данном случае также на допол-

нительный нагрев катода бомбардирующими его электронами.

При синусоидальном переменном напряжении все процессы протекают сложнее, но на СВЧ обязательно возникает активный наведенный ток в цепи сетки, на создание которого расходуется энергия источника колебаний. Эта энергия в конечном итоге теряется на дополнительный нагрев анода и катода конвекционным током. Действительно, положительная полуволна сеточного напряжения, ускоряя электроны, летящие от катода, дает им дополнительную энергию, а во время отрицательного полупериода сеточного напряжения сетка отталкивает электроны, движущиеся к аноду, и они тоже получают дополнительную энергию. В результате электроны бомбардируют с большей силой анод, который дополнительно нагревается. Кроме того, электроны, не пролетающие сквозь сетку, а поворачивающиеся обратно на катод, также отталкиваются сеткой во время отрицательного полупериода и получают еще некоторую энергию. Эти электроны бомбардируют катод и вызывают его дополнительный нагрев. Таким образом, источник колебаний в течение всего периода отдает энергию электронам, а они расходуют ее на бомбардировку анода и катода.

Приведенное рассмотрение электронных процессов приблизительно, но оно дает представление о происходящих явлениях. Точный анализ работы ламп СВЧ сложен и выходит за рамки книги.

Теория дает следующую формулу для результирующего наведенного тока сетки  $I_g$  при переменном сеточном напряжении  $U_g$ :

$$I_g = k S f^2 t_{g-x}^2 U_g, \quad (24.5)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от конструкции и постоянных напряжений электродов;  $S$  — крутизна лампы;  $t_{g-x}$  — время пролета электрона в промежутке катод — сетка.

Отсюда для входного сопротивления получается выражение

$$R_{вх} = U_g / I_g = 1 / (k S f^2 t_{g-x}^2). \quad (24.6)$$

Для данной лампы и данных питающих напряжений на электродах величины  $k$ ,  $S$  и  $t_{g-x}$  постоянны. Заменяя их одним коэффициентом и переходя от частоты к длине волны, получаем

$$R_{вх} = a \lambda^2. \quad (24.7)$$

Расчет коэффициента  $a$  весьма сложен и неточен. Поэтому он определен для многих ламп экспериментально и тогда учитывает влияние на входное сопротивление не только инерции электронов, но и других явлений, вызывающих потери энергии. Для некоторых приемно-усилительных ламп, работающих при нормальных питающих напряжениях, коэффициент  $a$  составляет несколько сотен. Если  $a = 400 \text{ Ом/м}^2$  и  $\lambda = 50 \text{ см}$ , то  $R_{вх} = 400 \cdot 0,5^2 = 100 \text{ Ом}$ .

Как видно, входное сопротивление получается весьма малым, и это может привести к недопустимому снижению усиления. Действительно, коэффициент усиления каскада с пентодом

$$K \approx S R_n, \quad (24.8)$$

где  $R_n$  — сопротивление анодной нагрузки.

Если в качестве нагрузки применяется резонансный контур, то параллельно к нему подключено входное сопротивление лампы следующего каскада, и поэтому общее сопротивление нагрузки окажется меньше  $R_{вх}$ . Для усилителя, работающего на волне длиной 50 см с лампами, имеющими  $S = 5 \text{ мА/В}$  и  $R_{вх} = 100 \text{ Ом}$ , можно считать, что  $R_n \approx 100 \text{ Ом}$ . Тогда  $K \approx 5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 0,5$ . Следовательно, каскад вместо усиления дает ослабление.

Приведенный расчет сопротивления  $R_{вх}$  справедлив только для малых переменных напряжений. При больших амплитудах переменных напряжений (в генераторах и передатчиках) расчет значительно усложняется.

Потери энергии в лампах на СВЧ вызываются и другими причинами. Вследствие поверхностного эффекта увеличивается активное сопротивление электродов и их выводов. По поверхности металлических проводников проходят значительные токи, вызывающие бесполезный нагрев. Также увеличива-



ются потери во всех твердых диэлектриках, находящихся под воздействием переменного электрического поля, например в стекле баллона.

Большие потери энергии в лампах ухудшают КПД усилителей и генераторов СВЧ, приводят к чрезмерному нагреву самих ламп и резко снижают добротность контуров, подключенных к лампам. Контуры в виде коаксиальных резонансных линий или объемных резонаторов имеют высокую добротность, достигающую до тысяч и десятков тысяч. Но когда эти контуры присоединяют к лампе, то их добротность резко падает (часто на порядок и ниже). Это явление аналогично уменьшению добротности обычного контура, когда он шунтирован сравнительно малым сопротивлением.

## 24.5. ИМПУЛЬСНЫЙ РЕЖИМ

Электронные лампы передатчиков СВЧ во многих случаях работают в импульсном режиме. Например, почти все радиолокационные передатчики дают импульсы длительностью в единицы и десятки микросекунд, отделенные друг от друга промежутками времени гораздо большей продолжительности (рис. 24.9). При таком режиме работы средняя мощность лампы во много раз меньше мощности импульса. Пусть, например, длительность импульса  $\tau_n = 10$  мкс, его мощность  $P_n = 100$  кВт, а частота следования импульсов  $f = 200$  Гц. Тогда период следования импульсов  $T = 1/200 = 0,005$  с = 5000 мкс, т. е. в 500 раз больше длительности импульса. Поэтому средняя мощность лампы в 500 раз меньше мощности импульса:  $P_{cp} = 0,2$  кВт.

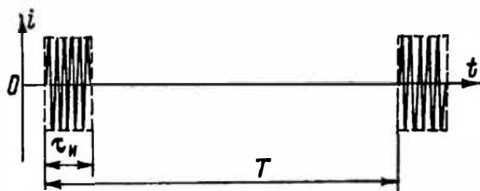


Рис. 24.9. Форма СВЧ-колебаний при работе лампы в импульсном режиме

Отношение периода следования импульсов к длительности импульса называют *скважностью*:

$$Q = T/\tau_n. \quad (24.9)$$

Следовательно,

$$P_{cp} = P_n/Q = P_n\tau_n/T. \quad (24.10)$$

Иногда применяют величину, обратную скважности и называемую *коэффициентом заполнения*.

Лампы для импульсной работы имеют сравнительно малые размеры анода, так как потери на его нагрев определяются средней мощностью. Импульсы большой мощности получают при подаче на сетку и анод весьма больших напряжений в течение короткого времени. Анодное напряжение, например, достигает десятков киловольт. Во избежание пробоя необходимо обеспечить хорошее качество изоляции между электродами и их выводами, а также высокий вакуум.

Катод лампы при импульсной работе должен обеспечивать очень высокую эмиссию. Для этого пригоден оксидный катод, эмиссия которого в импульсном режиме в десятки раз сильнее, чем в режиме непрерывной работы. В импульсном режиме удельная эмиссия оксидного катода достигает  $70$  А/см<sup>2</sup> и эффективность  $10\,000$  мА/Вт, в непрерывном —  $0,5$  А/см<sup>2</sup> и  $100$  мА/Вт соответственно.

Высокая удельная эмиссия в импульсном режиме объясняется вырыванием большого числа электронов из оксидного слоя под влиянием сильного внешнего электрического поля, которое проникает в этот слой, являющийся полупроводником. Такую эмиссию оксидный катод обеспечивает только при условии, что длительность импульсов не превышает  $20$  мкс и между ними имеются более продолжительные паузы. Если поддерживать высокую удельную эмиссию более длительное время, то наступает «отравление» оксидного катода, эмиссионный ток быстро падает и восстановление удельной эмиссии возможно только после «отдыха» катода.

Помимо оксидных катодов для импульсного режима успешно применяются новые типы катодов: бариево-вольфра-

мовые (L-катоды), ториево-оксидные, металлокерамические — из смеси тория и молибденового порошка и др. У некоторых из них удельная эмиссия в импульсном режиме достигает  $300 \text{ А/см}^2$ .

## 24.6. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП ДЛЯ СВЧ

Электронные лампы для СВЧ конструируются так, чтобы межэлектродные емкости и индуктивности выводов и расстояния между электродами были малы. Принимаются также меры к уменьшению потерь энергии, в частности для баллона используется специальное стекло с малыми диэлектрическими потерями или радиокерамика. В генераторных лампах особое значение приобретает охлаждение анода и лампы в целом, так как из-за больших потерь энергии лампы сильно нагреваются.

Лампы дециметрового диапазона, конечно, могут работать на более длинных волнах, но для сантиметровых волн большинство их непригодно. Некоторые из пальчиковых и миниатюрных бесцокольных ламп применяются для генерации и усиления на дециметровых волнах (на частотах в сотни мегагерц).

Для дециметровых и «длинных» сантиметровых волн сконструированы лампы с дисковыми и цилиндрическими выводами, имеющие в конце обозначения букву Д. Выводы электродов в виде

цилиндров и дисков различного диаметра служат для соединения лампы с коаксиальными резонансными линиями или объемными резонаторами и являются частью той или иной колебательной системы. Впервые лампы такого типа были разработаны в СССР группой инженеров под руководством Н. Д. Деяткова. Примером таких ламп может служить металlostеклянный триод (рис. 24.10, а). В нем один из выводов подогревателя сделан общим с кольцевым выводом катода. Такой триод работает в генераторах на частотах до 3600 МГц и дает полезную мощность не менее 0,1 Вт. Конструкцию, аналогичную изображенной, имеют некоторые диоды.

Оригинальное устройство имеет «карандашный» триод (рис. 24.10, б), предназначенный для генерации колебаний мощностью до 5 Вт на частотах до 3000 МГц. Это металлическая лампа с цилиндрическими выводами анода и катода и дисковым выводом сетки. Выпущены также и другие «карандашные» диоды и триоды.

Значительный интерес представляет также сверхминиатюрный триод с цилиндрическими выводами (рис. 24.10, в). Он предназначен для усилительных каскадов по схеме с общей сеткой, служащих входными каскадами в приемниках СВЧ. Такая лампа относится к металлокерамическим приемно-усилительным лампам, для которых в качестве последнего

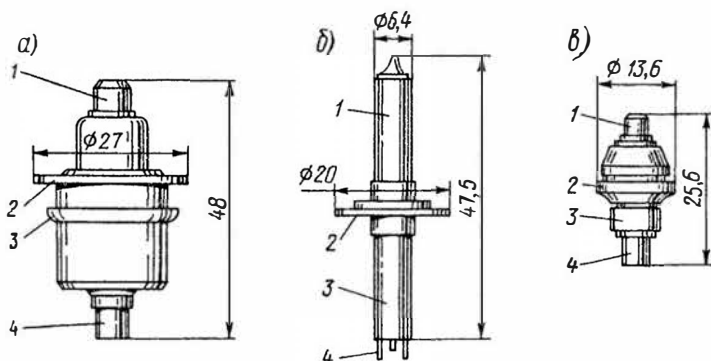


Рис. 24.10. Триоды для СВЧ: а — металlostеклянный; б — «карандашный»; в — сверхминиатюрный металлокерамический

1 — вывод анода; 2 — вывод сетки; 3 — вывод катода и подогревателя; 4 — вывод подогревателя

элемента обозначения принята буква К. На предельной частоте 3000 МГц этот триод дает усиление мощности в 12 раз, а на частоте 1200 МГц — в 40 раз.

Некоторые лампы металлокерамической серии работают на частотах до 10000 МГц. В дециметровом диапазоне волн могут также работать сверхминиатюрные металлокерамические лампы (нувисторы).

Для более мощных генераторов и передатчиков, в частности для передатчиков, работающих с большой мощностью в импульсном режиме, применяются металлокерамические генераторные триоды, напоминающие по конструкции рассмотренные приемно-усилительные лампы и также предназначенные для соединения с коаксиальными колебательными системами. На рис. 24.11 показан внешний вид металлокерамической генераторной лампы и ее устройство. Рабочие поверхности катода, сетки и анода этой лампы имеют форму дисков, расположенных очень близко друг к другу. Иногда поверхность электродов несколько выгнута. Вывод от подогревного оксидного катода сделан в виде цилиндра, причем он одновременно служит и выводом одного конца подогревателя. Второй конец подогревателя имеет вывод внутри этого цилиндра. Вывод от сетки сделан также в форме

цилиндра и является частью баллона лампы.

Анод изготовлен в виде массивного цилиндра, и его верхняя часть припаяна к керамическому цилиндру, служащему частью баллона. С другой стороны этот керамический цилиндр спаян с выводом сетки. Между выводами сетки и катода также располагается керамическое кольцо. Спай металла с керамикой представляют собой особенность металлокерамических ламп. В этих лампах применяется специальный керамический материал, дающий малые потери энергии на СВЧ. Для охлаждения анода используется ребристый радиатор, который навинчивается на штифт анода. Радиатор обдувается воздухом от вентилятора. Лампы этого типа могут работать и без радиатора, но тогда допустимая мощность рассеяния на аноде и наибольшая полезная мощность значительно снижаются.

В металлокерамической серии лампы типа ГС предназначены для непрерывного режима работы, лампы типа ГИ — для импульсного.

Лампы более сложные, чем триоды, для дециметрового диапазона применяют редко, так как при большем числе сеток приходится увеличивать расстояние между анодом и катодом, но тогда возрастает время пролета электронов. В приемных лампах увеличение числа электродов приводит к усилению собственных шумов. Таким образом, и в генераторах и в усилителях дециметрового диапазона волн работают главным образом триоды. Однако в последнее время для этого диапазона сконструированы и тетроды. Так, например, выпущен металлокерамический лучевой тетрод полезной мощностью 2 кВт для частот до 1000 МГц. Разработаны и другие лучевые тетроды, в том числе и двойные, для дециметровых волн.

Особо следует отметить применение триодов в каскадах усиления по схеме с общей сеткой (рис. 24.12). Эта схема предложена М. А. Бонч-Бруевичем в 1931 г. и служит для устранения возможности самовозбуждения за счет паразитной связи через межэлектродные емкости. Особенность схемы состоит в

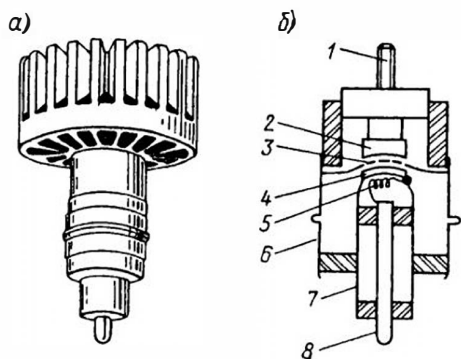


Рис. 24.11. Внешний вид и устройство металлокерамического генераторного триода

1 — штифт для навинчивания радиатора анода; 2 — анод; 3 — сетка; 4 — катод; 5 — подогреватель; 6 — вывод сетки; 7 — вывод катода и подогревателя; 8 — вывод подогревателя

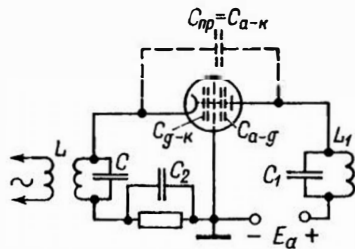


Рис. 24.12. Схема усилительного каскада с общей сеткой

том, что входной контур  $LC$  включен в провод катода. Управляющая сетка лампы соединена с корпусом и минусом анодного источника. Она в данной схеме одновременно выполняет функцию экранирующей сетки и уменьшает паразитную связь между анодной и сеточной цепями через внутриламповую емкость анод — катод  $C_{a-k}$ , а не через емкость анод — сетка  $C_{a-g}$ , как в обычных усилительных каскадах с общим катодом.

Для того чтобы сетка служила хорошим экраном, она делается густой, и поэтому коэффициент усиления таких триодов высок (100 и более). Благодаря густой сетке емкость анод — катод уменьшается до сотых долей пикофарада.

Недостаток схемы с общей сеткой заключается в ее низком входном сопротивлении. Это объясняется тем, что здесь входной ток представляет собой ток катода. А в схеме с общим катодом входной ток гораздо меньше, так как он является током сетки. Практически входное сопротивление для схемы с общей сеткой получается равным примерно  $1/S$ . Если лампа имеет крутизну 5 мА/В, то  $R_{вх} = 1/5 = 0,2$  кОм. Источник усиливаемых колебаний нагружается малым сопротивлением  $R_{вх}$  и должен расходовать значительную мощность. Несмотря на этот недостаток, схема с общей сеткой применяется часто, так как она работает устойчиво, без самовозбуждения.

## ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЯТАЯ

# СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ СВЧ

## 25.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Существует много различных специальных приборов для СВЧ, работа которых основана на том, что электроны приобретают кинетическую энергию от постоянного электрического поля, созданного источником питания, и передают часть своей энергии электромагнитному полю СВЧ, так как тормозятся в этом поле.

Специальные электронные приборы СВЧ делятся на две группы: О-типа и М-типа. В приборах О-типа постоянное магнитное поле отсутствует или применяется только для фокусировки электронного потока. А для приборов М-типа характерно наличие так называемых скрещенных, т. е. взаимно перпендикулярных, постоянных электрического и магнитного полей. Именно совместное

действие этих полей в значительной степени определяет траектории движения электронов. Передача энергии полю СВЧ в приборах также происходит за счет торможения электронов в этом поле.

Исторически первыми представителями приборов О-типа стали *клистроны*, широко применяемые и в настоящее время. В клистронах значительное время пролета электронов не только не вредно, но и необходимо для нормальной работы прибора. Основные типы клистронов — *пролетные* (двух- и *многорезонаторные*), пригодные для генерации и усиления колебаний, и *отражательные* (*однорезонаторные*), работающие только в качестве генераторов. К приборам О-типа относятся также *лампы бегущей волны* (ЛБВ) и *лампы обратной волны* (ЛОВ). Однако существуют также ЛБВ и ЛОВ, относящиеся

к приборам М-типа. А первым в истории прибором М-типа стал *магнетрон*. В последнее время разработаны новые приборы М-типа (*амплитроны*, *стабилизаторы* и др.). Все эти приборы рассматриваются в следующих параграфах.

## 25.2. ПРОЛЕТНЫЙ КЛИСТРОН

Идея создания пролетного клистрона была впервые высказана Д. А. Рожанским. Схема устройства и включения пролетного двухрезонаторного клистрона для усиления колебаний показана на рис. 25.1, а. Электронный поток от катода к аноду проходит через две пары сеток, представляющих собой части стенок объемных резонаторов  $P_1$  и  $P_2$  (иногда вместо сеток делают просто отверстия в стенках резонаторов). Резонатор  $P_1$  служит *входным контуром*. К нему с помощью коаксиальной линии и витка связи подводятся усиленные колебания с частотой  $f$ . Его сетки 1 и 2 образуют *модулятор* (*группирователь*), в котором происходит модуляция скорости электронов. Резонатор  $P_2$  служит *выходным контуром*. В нем получают усиленные колебания. Их энергия отбирается с помощью витка связи и коаксиальной линии. Сетки 3 и 4 образуют *уловитель*. На оба резонатора и на анод подано положительное напряжение  $U_p$ , создающее между сеткой 1 и катодом ускоряющее поле,

под влиянием которого электроны влетают в модулятор со значительной скоростью  $v_0$ .

Если в резонаторе  $P_1$  происходят колебания, то между сетками 1 и 2 создается переменное электрическое поле, которое действует на электронный поток и изменяет (модулирует) его скорость. В тот полупериод, когда на сетке 2 положительный, а на сетке 1 отрицательный переменный потенциал, поле между сетками будет ускоряющим и электроны, пролетающие через модулятор, получат добавочную скорость  $\Delta v$ . Во время следующего полупериода на сетке 2 потенциал отрицательный, а на сетке 1 — положительный, т. е. поле становится тормозящим для электронов, которые уменьшают свою скорость на  $\Delta v$ . Только те электроны, которые пролетают через модулятор в момент, когда напряжение равно нулю, продолжают движение со скоростью  $v_0$ .

Таким образом, в пространство между сетками 3 и 2, называемое *пространством дрейфа* (или *пространством группирования*), попадают электроны, имеющие разную скорость. В этом пространстве нет электрического поля, так как между сетками 3 и 2 нет разности потенциалов, и электроны летят по инерции с неизменными скоростями. Электроны, имеющие большую скорость, догоняют электроны, движущиеся с меньшей скоростью. В резуль-

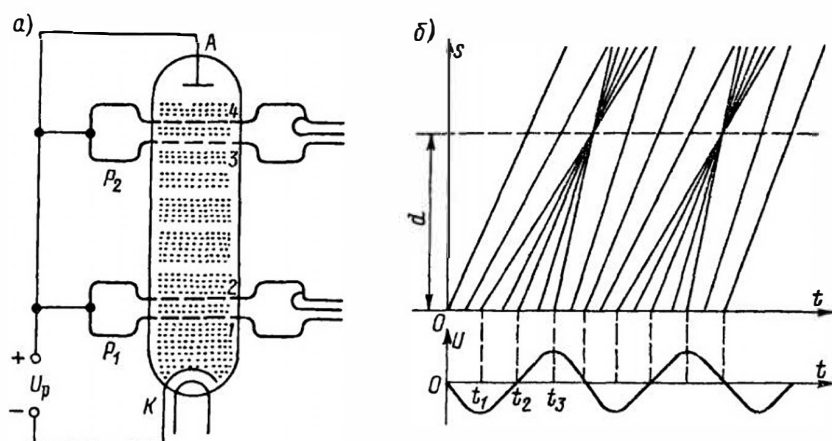


Рис. 25.1. Принцип устройства и работы двухрезонаторного пролетного клистрона

тате электронный поток разбивается на отдельные более плотные группы электронов — *электронные сгустки*. Можно сказать, что благодаря модуляции электронного потока по скорости в пространстве дрейфа происходит модуляция этого потока по плотности.

Образование электронного сгустка можно показать графически. На рис. 25.1, б приведен график зависимости пути  $s$  от времени  $t$  для электронов, пролетающих через модулятор в различные моменты времени, и график переменного напряжения в резонаторе  $P_1$ . Расстояние  $s$  отсчитывается от модулятора. Электроны движутся в пространстве дрейфа равномерно, и графики их движения будут прямыми линиями, наклон которых показывает скорость движения.

Рассмотрим движение трех электронов, пролетающих через модулятор в моменты времени  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ . Пусть электроны влетают в модулятор с одной и той же скоростью и время их пролета через модулятор много меньше периода. Тогда электрон, пролетающий через модулятор в момент  $t_2$ , будет лететь далее с прежней скоростью  $v_0$  и график его движения — прямая линия с некоторым средним наклоном. График движения электрона, пролетающего через модулятор в момент  $t_1$ , имеет меньший наклон, так как этот электрон тормозился в резонаторе и его скорость меньше. А электрон, соответствующий моменту  $t_3$ , получит в резонаторе дополнительную скорость и его график пойдет круче. Все три прямые пересекаются в одной точке. Это значит, что все три электрона в этой точке своего пути группируются. Другие электроны, пролетающие через модулятор в промежуточные моменты времени, также придут в эту точку примерно в тот же момент. Что же касается электронов, пролетающих через модулятор раньше момента  $t_1$  и позже момента  $t_3$ , то, как показывают графики, они не группируются.

Таким образом, группируются в сгусток лишь электроны, пролетающие через модулятор во время одной половины периода. Хорошее «сгущение» возможно только в том случае, если глу-

бина модуляции скорости электронов невелика, т. е. изменение скорости электронов под влиянием модулирующего переменного поля незначительно по сравнению со скоростью, которую они получили от постоянного ускоряющего напряжения. Поэтому переменное напряжение между сетками резонатора должно быть значительно меньше, чем постоянное напряжение  $U_p$ . Группирование электронов в сгусток повторяется в течение одной половины каждого периода.

Постоянное напряжение  $U_p$  подбирается так, чтобы электронный сгусток получился в уловителе, т. е. на расстоянии  $d$  от модулятора. Если напряжение  $U_p$  велико, то электронный сгусток получится на большем расстоянии (между уловителем и анодом), а при малом напряжении  $U_p$  он будет слишком близко (в пространстве дрейфа). Отсюда следует, что ускоряющее напряжение  $U_p$  должно быть вполне определенным и стабильным.

После точки наибольшего сгущения электронного потока электроны снова расходятся. Если продолжить графики движения электронов, то окажется, что группирование в сгусток снова повторится на расстоянии  $3d$ , затем  $5d$  и т. д. Однако это практически не используется, так как размеры прибора увеличивать невыгодно.

Итак, в уловитель поступают электронные сгустки, следующие друг за другом с частотой  $f$ . Они создают в резонаторе  $P_2$  импульсы наведенного тока и возбуждают в нем колебания. Для получения максимальной амплитуды колебаний резонатор  $P_2$  должен быть настроен на частоту  $f$ , на которую настроен и резонатор  $P_1$ . Подобно тому как в усилительном каскаде высокой частоты импульсы анодного тока проходят через анодный колебательный контур и создают в нем усиленные колебания, так и в клистроне электронный поток, состоящий из сгустков, создает в резонаторе  $P_2$  усиленные колебания. Усиление происходит за счет энергии источника постоянного напряжения  $U_p$ , который создает ускоряющее поле. Электроны получают в этом поле большую энергию, и, благодаря тому что

в резонаторе  $P_1$  происходит модуляция их скорости, они отдают часть этой энергии резонатору  $P_2$ .

Электронные сгустки пролетают через резонатор  $P_2$  тогда, когда электрическое поле в нем тормозящее. Пролетевшие через резонатор  $P_2$  электроны попадают на анод и нагревают его. Часть электронов попадает и на сетки резонаторов. Если бы электронный поток не был модулированным, то он не поддерживал бы колебания в резонаторе  $P_2$ . Действительно, равномерный электронный поток в тот полупериод колебаний, когда поле в резонаторе ускоряющее, отбирает от резонатора энергию, а во время следующего полупериода отдает такое же количество энергии. В результате не происходит никакой отдачи энергии электронами резонатору.

Применим подобные же рассуждения к взаимодействию электронного потока с резонатором  $P_1$ . В этот резонатор поступает равномерный электронный поток, который в один полупериод отнимает некоторую энергию от резонатора, а в следующий полупериод отдает такое же количество энергии обратно. За целый период энергия от резонатора не отбирается. Значит, нет потерь энергии на модуляцию скорости электронов.

Однако мы не учли инерции электронов. Хотя время их пролета через модулятор очень мало, но все же вследствие инерции электронов часть подводимой энергии расходуется на модуляцию. Чтобы этот расход был как можно меньше, увеличивают ускоряющее напряжение  $U_p$  и уменьшают расстояние между сетками модулятора. Благодаря малым потерям энергии в резонаторе  $P_1$  входное сопротивление этого резонатора и его добротность весьма велики.

Двухрезонаторный клистрон может усиливать мощность в десятки раз. Серьезный недостаток клистрона заключается в том, что его КПД, представляющий собой отношение полезной колебательной мощности в резонаторе  $P_2$  к мощности постоянного тока анодного источника, не выше 20%, хотя теоретическое предельное значение составляет 58%. Это объясняется следующи-

ми явлениями. Группируются электроны недостаточно плотно, так как они вылетают из катода с различной начальной скоростью и, пролетая через модулятор в один и тот же момент времени, имеют неодинаковую скорость. Между электронами действуют силы взаимного отталкивания. Вследствие инерции пролетающие через уловитель электроны отбирают часть колебательной энергии резонатора  $P_2$ . Некоторые электроны вообще не группируются в сгустки, т.е. не участвуют в полезной работе. В результате всего этого большая часть энергии бесполезно тратится на нагрев сеток и анода, так как все электроны в конечном счете с какой-то скоростью попадают на эти электроды.

Двухрезонаторные клистроны применяют для усиления в передатчиках СВЧ. Их полезная мощность в режиме непрерывной работы может составлять десятки киловатт, а в импульсном режиме — десятки мегаватт. При уменьшении длины волны мощность уменьшается.

Клистроны применяются и для умножения частоты. Электронный поток в уловителе представляет собой конвекционный ток несинусоидальной формы. При плотном группировании электронов этот ток можно приближенно считать состоящим из импульсов прямоугольной формы. Такой ток имеет резко выраженные высшие гармоники. Настраивая резонатор  $P_2$  на частоту той или иной гармоники, получают колебания умноженной частоты. Амплитуда гармоник с повышением их номера убывает медленно. Возможно умножение частоты в 10 раз и более.

Для усиления слабых сигналов в приемниках клистроны малопригодны, так как создают большие собственные шумы.

В настоящее время изготавливаются главным образом пролетные многорезонаторные клистроны, которые сложнее двухрезонаторных по устройству, но обладают некоторыми преимуществами. У многорезонаторных клистронов первый резонатор служит входным, а последний выходным. Промежуточные резонаторы соединены только с положительным полюсом источника питания

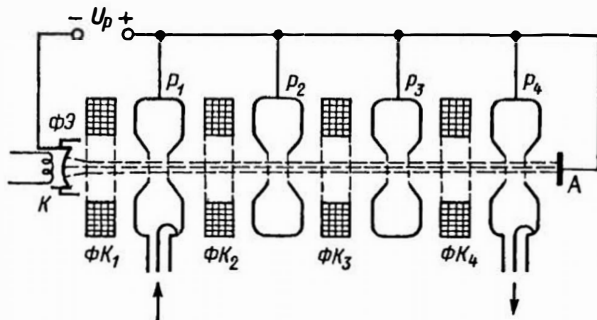


Рис. 25.2. Принцип устройства многорезонаторного пролетного клистрона  
 $\Phi K$  — фокусирующая катушка;  $\Phi Э$  — фокусирующий электрод

(рис. 25.2). Под действием пульсирующего электронного потока в них возникают колебания и создается переменное электрическое поле, которое дополнительно модулирует электронный поток и способствует группированию электронов. Поэтому в выходной резонатор попадают более плотные сгустки электронов. В результате КПД и коэффициент усиления мощности клистрона возрастают.

Современные пролетные клистроны различаются по режиму работы (импульсный или непрерывный), выходной мощности, типу и числу резонаторов, способам фокусировки электронного потока, ввода и вывода энергии СВЧ, перестройки частоты, охлаждения и по другим особенностям.

При импульсной работе частота следования импульсов обычно бывает от десятков до тысяч герц, а длительность импульса — от долей микросекунды до миллисекунд. Пролетные клистроны разделяются на маломощные, средней мощности, мощные и сверхмощные. Мощность в импульсе у них соответственно менее 10 кВт, от 10 кВт до 1 МВт, от 1 до 100 МВт и свыше 100 МВт. Для режима непрерывной работы мощности в 1000 раз меньше. Приведенные значения мощности относятся к пролетным клистроном дециметрового диапазона волн. На сантиметровом диапазоне они снижаются. Фокусировка электронного потока может быть электростатическая, электромагнитная (фокусирующей катушкой) или с помощью посто-

янных магнитов. Ввод и вывод энергии СВЧ делают коаксиальным, волноводным или комбинированным (коаксиально-волноводным). Резонаторы бывают внутренние, смонтированные в самом клистроне, и внешние. Наиболее распространены пролетные клистроны на фиксированную частоту, но изготавливаются также и перестраиваемые клистроны с механической настройкой резонаторов на различные частоты. Однако такая перестройка сложна и позволяет изменять частоту не более чем на 15%. Охлаждение мощных пролетных клистронов бывает естественным или принудительным (воздухом или водой).

Коэффициент полезного действия многорезонаторных пролетных клистронов достигает 50%, но у многих типов он заметно меньше. А коэффициент усиления мощности у таких клистронов составляет иногда несколько десятков тысяч. Практически трудно получить усиление более чем в  $10^6$  раз. Для мощных клистронов, особенно импульсных, требуется напряжение питания в десятки и даже сотни киловольт.

Пролетные клистроны имеют очень узкую полосу частот пропускаемых колебаний, что объясняется наличием нескольких настроенных резонаторов. Обычно полоса частот не превышает нескольких мегагерц. Путем расстройки резонаторов возможно расширение полосы частот, но с неизбежным снижением усиления. Для увеличения выходной мощности делают многолучевые клистроны, в которых через поле одних



и тех же резонаторов проходят параллельно несколько электронных потоков.

Пролетный клистрон можно превратить в генератор с самовозбуждением, если установить обратную связь между выходным и входным резонаторами, соединив их коаксиальной линией. Длина линии подбирается такой, чтобы получилась нужная фаза колебаний, подводимых обратно к входному резонатору. При этом электронные сгустки проходят через выходной резонатор за полупериоды, соответствующие тормозящему полю, и поддерживают колебания. А при противоположной фазе электронный поток будет отбирать энергию от выходного резонатора и колебания быстро затухнут. Иногда в двухрезонаторных клистронах с общей стенкой у резонаторов  $P_1$  и  $P_2$  создают дифракционную обратную связь с помощью отверстия в этой стенке.

Однако пролетные клистроны сравнительно редко используются в качестве генераторов с самовозбуждением. А для маломощных генераторов (гетеродинов) более удобны отражательные клистроны, имеющие только один резонатор.

### 25.3. ОТРАЖАТЕЛЬНЫЙ КЛИСТРОН

Схема включения отражательного (однорезонаторного) клистрона, изобретенного советским ученым В. Ф. Коваленко, показана на рис. 25.3, а. В нем один объемный резонатор служит одно-

временно модулятором и уловителем. На резонатор подано высокое постоянное напряжение  $U_0$  для ускорения электронов. За резонатором находится *отражатель* — электрод, имеющий отрицательное напряжение  $U_0$  относительно катода. Для лучшей фокусировки электронного потока катод окружен цилиндром, который называют *фокусирующим электродом* и обычно соединяют с катодом. Энергия от резонатора отбирается с помощью витка связи и коаксиальной линии.

Поток электронов под действием ускоряющего поля влетает в резонатор и возбуждает в нем импульс наведенного тока. В резонаторе возникают колебания, создающие между его сетками переменное электрическое поле. Это поле модулирует электронный поток по скорости. Таким образом, электроны вылетают с различной скоростью из резонатора в пространство дрейфа (между резонатором и отражателем), в котором действует постоянное тормозящее поле. Электроны в этом поле тормозятся, останавливаются и ускоренно возвращаются в резонатор. Чем больше скорость электрона, тем дальше углубляется он в тормозящее поле и больше времени находится в этом поле. В результате электроны, пролетевшие через резонатор во время положительного полупериода и получившие от переменного электрического поля добавочную скорость, могут вернуться обратно в тот же момент, когда возвратятся электро-

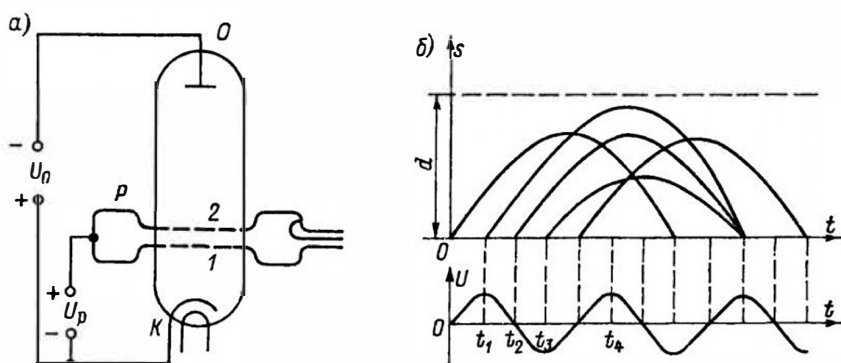


Рис. 25.3. Принцип устройства и работы отражательного клистрона

ны, пролетевшие через резонатор позднее, во время отрицательного полупериода, и получившие торможение от переменного поля.

Это наглядно иллюстрируется следующим примером. Если бросить вверх друг за другом три одинаковых предмета, но первый с наибольшей скоростью, а третий — с наименьшей, то все они могут упасть обратно одновременно. Первый из них поднимется выше всех и будет в движении наибольшее время, а последний поднимется ниже всех и возвратится через наименьший промежуток времени.

Хотя модуляция скорости в отражательном клистроне происходит так же, как и в протонном, но процесс группирования иной. На рис. 25.3, б показаны графики движения электронов в отражательном клистроне, поясняющие принцип группирования. Графики эти представляют собой не прямые, а кривые линии (параболы), так как движение каждого электрона неравномерно. Сначала электрон движется замедленно (до точки остановки), а затем ускоренно возвращается обратно. Электроны, вылетевшие в моменты времени  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$ , возвращаются в один и тот же момент, т. е. группируются в один плотный сгусток. Это же относится и к электронам, пролетающим через резонатор в промежуточные моменты времени от  $t_1$  до  $t_3$ .

Электронный сгусток может вернуться в резонатор в различные моменты времени в зависимости от постоянных напряжений  $U_p$  и  $U_o$ . При возврате в резонатор электронные сгустки отдают ему энергию только тогда, когда они попадают в тормозящее поле, т. е. когда на сетке 1 отрицательный потенциал, а на сетке 2 — положительный (такое поле для прямого потока электронов будет ускоряющим). Больше всего энергии электроны отдают в том случае, если они возвращаются в момент, когда напряженность тормозящего поля в резонаторе максимальна. Когда же электронные сгустки возвращаются в резонатор в другие моменты времени, они отдают меньше энергии и мощность колебаний снижа-

ется. Если отдаваемая электронами энергия слишком мала, то колебания вообще не будут поддерживаться и затухнут. При возврате электронного сгустка в резонатор во время отрицательного полупериода колебаний, когда поле в резонаторе ускоряющее, электроны отбирают энергию от резонатора и колебания затухают еще быстрее.

Время пролета электронов в пространстве дрейфа  $t_{np}$ , т. е. промежуток времени от момента вылета электронов из резонатора в прямом направлении до момента их возврата в резонатор, принято указывать для среднего электрона (вылетевшего в момент  $t_2$ ), вокруг которого группируются остальные электроны. На рис. 25.3, б это время равно  $1\frac{3}{4}T$ . Увеличив по абсолютному значению отрицательное напряжение на отражателе, можно заставить электронный сгусток возвращаться в резонатор в момент  $t_4$ , т. е. через промежуток времени, равный  $\frac{3}{4}T$ . И наоборот, если уменьшить по абсолютному значению напряжения отражателя, то электроны пройдут дальше в тормозящее поле и вернуться в резонатор позднее, например через промежуток времени  $2\frac{3}{4}T$ . Во всех этих случаях электронные сгустки отдают резонатору наибольшую энергию, так как они попадают в наиболее сильное тормозящее поле. Таким образом, для получения в клистроне незатухающих колебаний наибольшей мощности необходимо выполнить условие

$$t_{np} = (n + \frac{3}{4})T \text{ или } t_{np} = (n + \frac{3}{4})/f, \quad (25.1)$$

где  $n$  — любое целое число, включая нуль.

Различают несколько зон (или областей) генерации клистрона. Если  $n = 0$  и  $t_{np} = \frac{3}{4}T$ , то зона генерации нулевая. При  $n = 1$  и  $t_{np} = 1\frac{3}{4}T$  клистрон работает в первой зоне генерации. Второй зоне соответствует  $n = 2$  и  $t_{np} = 2\frac{3}{4}T$  и т. д. На рис. 25.4 показаны графики движения группирующихся электронов для первых трех зон генерации.

На время пролета электронов влияют следующие величины. Чем больше расстояние  $d$  между резонатором и отражателем, тем меньше напряженность тормозящего поля при одной и той же

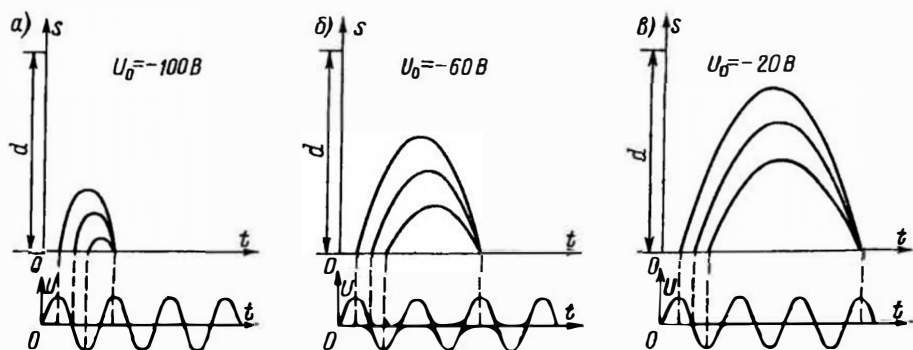


Рис. 25.4. Движение электронов при работе отражательного клистрона в нулевой (а), первой (б) и второй (в) зоне генерации

разности потенциалов  $U_p - U_0$ . Но при более слабом поле электроны слабее тормозятся, пройдут дальше в глубь поля и вернутся позднее. Следовательно, при большем значении  $d$  работа может происходить в зоне генерации с более высоким номером.

Сильное влияние на время пролета оказывает напряжение отражателя, что также показано на рис. 25.4. С увеличением  $U_0$  по абсолютному значению растет напряженность тормозящего поля  $E = (U_p - U_0)/d$  и клистрон будет работать в зоне генерации с более низким номером. Изменение мощности колебаний в резонаторе в зависимости от значения  $U_0$  показано на рис. 25.5. Мощность колебаний обычно бывает наибольшей для какой-то одной зоны, где группирование электронов оказывается наилучшим (плотным). Для зон генерации с меньшими и большими номерами мощность меньше вследствие явлений, ухудшающих группирование. К ним относятся: взаимное отталкивание электронов, неодинаковость их начальных

скоростей, неоднородность поля в пространстве дрейфа и около сеток, а также ряд других причин.

Постоянное напряжение на резонаторе  $U_p$  гораздо слабее влияет на время пролета. Его изменение оказывает два противоположных действия, которые в известной степени компенсируют друг друга. Если, например, увеличить напряжение  $U_p$ , то скорость электронов возрастет и они должны глубже проникать в пространство дрейфа, т. е. время пролета должно увеличиться. Но при увеличении напряжения  $U_p$  возрастет напряженность тормозящего поля в пространстве дрейфа, электроны сильнее тормозятся и должны быстрее вернуться, т. е. время пролета должно уменьшиться.

Переход к зоне генерации с более высоким номером путем уменьшения по абсолютному значению отрицательного напряжения на отражателе в конце концов приводит к тому, что при  $U_0 > 0$  электроны попадают на отражатель и не возвращаются в резонатор.

У отражательных клистронов КПД не превышает 5%, а иногда бывает даже меньше 1%. Поэтому такие клистроны не делают для мощностей более одного ватта. Наибольшее распространение получили маломощные отражательные клистроны для гетеродинов приемников и измерительной аппаратуры. Полезная мощность у них обычно составляет сотые или десятые доли ватта.

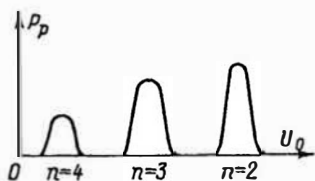


Рис. 25.5. Зависимость мощности колебаний клистрона от напряжения отражателя

Изменение частоты колебаний, генерируемых отражательным клистроном, осуществляют разными способами. Емкостная перестройка состоит в том, что с помощью специальных механических приспособлений изменяют расстояние, а следовательно, и емкость между сетками резонатора. Такой способ обычно применяют для клистронов с внутренним резонатором. При этом возможна перестройка по частоте на 5–10 %. Путем перемещения металлического плунжера внутри внешнего резонатора частоту можно увеличить на 20 %. Одновременно с перестройкой собственной частоты резонатора следует также изменить и режим питания, например напряжение отражателя, чтобы получить наиболее благоприятные условия самовозбуждения.

В небольших пределах частоту можно изменить также изменением напряжения отражателя. Такой способ называют *электронной настройкой*. Если увеличить по абсолютному значению отрицательное напряжение отражателя, то электронные сгустки возвращаются в резонатор несколько быстрее и частота колебаний возрастает. А при уменьшении напряжения  $U_0$  по абсолютному значению электроны с запаздыванием возвращаются в резонатор и частота колебаний уменьшается. Можно привести следующую механическую аналогию электронной настройки. Пусть колебания маятника поддерживаются внешними толчками. Если эти толчки даются в моменты, когда маятник находится в крайнем положении, то частота колебаний равна собственной частоте маятника. Но можно подталкивать маятник несколько раньше, не давая ему дойти до амплитудного положения. В этом случае частота немного увеличится. Для уменьшения частоты надо давать толчки так, чтобы каждое колебание несколько затягивалось.

При изменении частоты колебаний методом электронной настройки полезная мощность уменьшается. Поэтому такую настройку принято ограничивать условием уменьшения полезной мощности не более чем на 50 %. Обычно электронная настройка допускается на

несколько десятков мегагерц в ту или другую сторону. На каждый вольт изменения напряжения отражателя получается изменение частоты на десятые доли процента рабочей частоты, т. е. на единицы мегагерц. В специальных клистромах электронной настройкой можно изменять частоту на 10–15 %. Значительное влияние напряжения отражателя на выходную мощность и частоту генерируемых колебаний позволяет осуществлять амплитудную, частотную и импульсную модуляцию с помощью подачи на отражатель модулирующего напряжения.

Поскольку отражательные клистроны бывают только маломощными, то ускоряющее напряжение, подаваемое от источника питания, равно обычно 250–450 В и лишь в некоторых клистромах его увеличивают до 2500 В. Ток электронного пучка может достигать десятков миллиампер.

Сильное влияние питающих напряжений, особенно напряжения отражателя, на частоту заставляет во многих случаях применять стабилизированное питание клистрона.

## 25.4. МАГНЕТРОН

Магнетроны представляют собой важнейшие электронные приборы для генерации колебаний СВЧ большой мощности. Они применяются в передатчиках радиолокационных станций, в ускорителях заряженных частиц, для высокочастотного нагрева и в других случаях. В результате совместного действия электрического и магнитного полей на потоки электронов в магнетронах возникает генерация колебаний высокой частоты. В настоящее время широкое распространение получили *многорезонаторные магнетроны*, идея создания которых была выдвинута М. А. Бонч-Бруевичем, а первые образцы построены и испытаны Н. Ф. Алексеевым и Д. Е. Маляровым.

Устройство магнетрона показано на рис. 25.6. Он представляет собой диод с анодом особой конструкции. Катод в большинстве случаев применяется оксидный подогревный с большой пло-

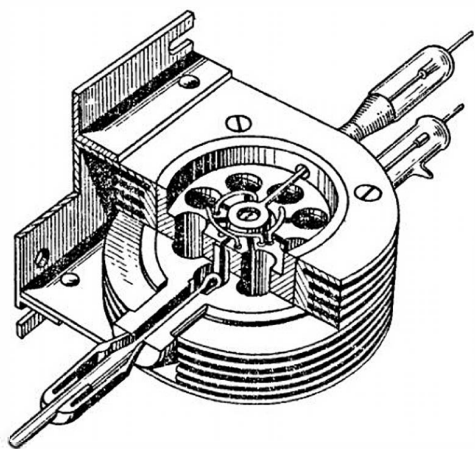


Рис. 25.6. Устройство магнетрона

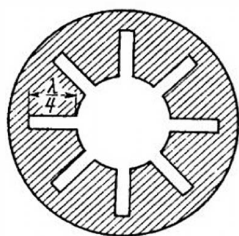


Рис. 25.7. Резонаторы магнетрона в виде четвертьволновых короткозамкнутых линий

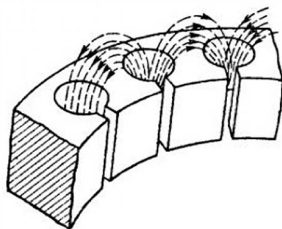


Рис. 25.8. Магнитная связь между соседними резонаторами

щадью поверхности. На торцах катода расположены диски, препятствующие движению электронов вдоль оси. Анод сделан в виде массивного медного блока. Вакуумное пространство между катодом и анодом называется *пространством взаимодействия*. В толще анода размещается четное число, например восемь, резонаторов, представляющих собой цилиндрические отверстия, соединенные щелью с пространством взаимодействия. Щель выполняет функцию конденсатора. На ее поверхностях образуются переменные электрические заряды, а в самой щели возникает электрическое поле. Индуктивностью резонатора служит цилиндрическая поверхность отверстия, которая эквивалентна одному витку. Большая площадь поверхности витка приводит к уменьшению активного сопротивления и индуктивности. Такой резонатор представляет собой нечто среднее между колебательной системой с сосредоточенными параметрами и четвертьволновой резонансной линией. В некоторых типах магнетронов резонаторы делают в виде щели глубиной в четверть волны (рис. 25.7).

Все резонаторы магнетрона сильно связаны друг с другом, вследствие того что переменный магнитный поток одного резонатора замыкается через соседние резонаторы (рис. 25.8). Кроме того, резонаторы соединяют друг с другом

посредством проводов, называемых *связками* (см. рис. 25.6).

Наружная часть анода обычно делается в виде ребристого радиатора для лучшего охлаждения. Иногда его обдувают воздухом. С боковых сторон к аноду припаяны медные диски, образующие вместе с анодом баллон, необходимый для сохранения вакуума. Выводы от подогревателя проходят в стеклянных трубках, спаянных с анодом. Катод обычно подключен к одному из выводов подогревателя.

Для отбора энергии колебаний вводится в один из резонаторов виток связи, соединенный с коаксиальной линией. Ее вывод также проходит через стеклянную трубку. Благодаря сильной связи между резонаторами энергия отбирается от всех резонаторов. Вместо коаксиальной линии для вывода энергии на очень коротких волнах используется волновод, соединенный с резонатором через щель. Иногда также применяют коаксиально-волноводный вывод.

Анод магнетрона имеет высокий положительный потенциал относительно катода. Так как анод служит корпусом магнетрона, то его обычно заземляют,

а катод находится под высоким отрицательным потенциалом. Между анодом и катодом создается ускоряющее поле, силовые линии которого расположены радиально, как в диоде с цилиндрическими электродами. Вдоль оси магнетрона действует сильное постоянное магнитное поле, созданное магнитом, между полюсами которого располагается магнетрон. Один из вариантов магнитной системы показан на рис. 25.9. В так называемых *пакетированных магнетронах* постоянные магниты входят в конструкцию самого магнетрона.

Рассмотрим сначала движение электронов в магнетроне, предполагая, что колебаний в резонаторах нет. Для упрощения изобразим анод без щелей (рис. 25.10). Под влиянием ускоряющего электрического поля электроны стремятся лететь по силовым линиям, т. е. по радиусам, к аноду. Но как только они набирают некоторую скорость, постоянное магнитное поле, действующее перпендикулярно электрическому полю, начинает искривлять их траектории. Так как скорость электронов постепенно нарастает, то радиус этого искривления постепенно увеличивается. Поэтому траектория электронов будет сложной кривой. На рисунке показаны траектории электрона, вылетевшего из катода с ничтожно малой начальной скоростью, для разных значений магнитной индукции  $B$ . Анодное напряжение при этом одно и то же.

Если  $B = 0$ , то электрон летит по

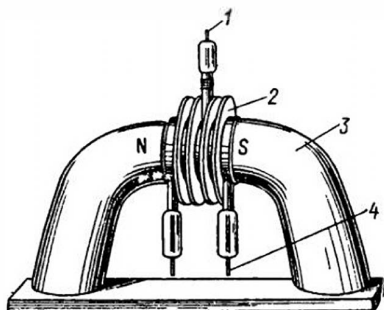


Рис. 25.9. Магнетрон с внешней магнитной системой

1 — вывод СВЧ; 2 — радиатор; 3 — магнит; 4 — вывод подогревателя

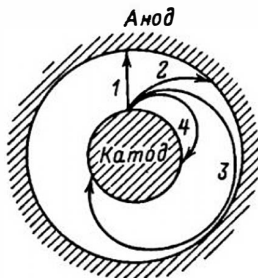


Рис. 25.10. Влияние магнитного поля на движение электронов в магнетроне

радиусу 1. При магнитной индукции, меньшей некоторого критического значения  $B_{кр}$ , электрон попадает на анод по криволинейной траектории 2. Критическая магнитная индукция  $B_{кр}$  соответствует более искривленной траектории 3. В этом случае электрон пролетает у поверхности анода, почти касаясь ее, и возвращается на катод. Наконец, если  $B > B_{кр}$ , то электрон еще круче поворачивает обратно где-то в промежутке между анодом и катодом (кривая 4) и возвращается на катод.

Магнетроны работают при магнитной индукции, несколько большей критической. Поэтому электроны при отсутствии колебаний пролетают близко к поверхности анода, но на различных расстояниях от нее, так как при вылете из катода они имеют различную начальную скорость. Поскольку движется очень большое число электронов, то можно сказать, что вокруг катода вращается электронный объемный заряд в виде кольца — электронное «облачко» (рис. 25.11). Конечно, электроны не на-

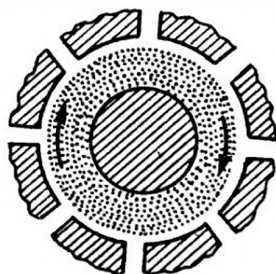


Рис. 25.11. Вращающееся электронное «облачко» в магнетроне при отсутствии колебаний

ходятся в нем постоянно. Ранее вылетевшие электроны возвращаются на катод, а на их место из катода вылетают новые электроны. Скорость вращения электронного «облачка» зависит от анодного напряжения, с увеличением которого электроны пролетают около анода с большей скоростью. Чтобы электроны не попадали на анод, необходимо увеличивать при этом и магнитную индукцию.

Вращающийся электронный объемный заряд, образованный совместным действием постоянных электрического и магнитного полей, взаимодействует с переменными электрическими полями резонаторов и поддерживает в них колебания. Процесс взаимодействия весьма сложен, поэтому он будет рассмотрен лишь приближенно.

Прежде всего выясним вопрос о возникновении колебаний в резонаторах. Так как все резонаторы сильно связаны друг с другом, то они представляют собой сложную колебательную систему, имеющую несколько собственных частот. Когда электронный поток впервые начинает вращаться около щелей резонаторов (например, при включении анодного напряжения), то в резонаторах появляются импульсы наведенного тока и возникают затухающие колебания. Они могут иметь разную частоту и фазу. Например, если система симметрична, то в резонаторах должны воз-

никнуть колебания, совпадающие по фазе. Однако полной симметрии быть не может. Поэтому возникают и другие колебания с фазовым сдвигом между собой.

Основной тип колебаний, дающий наибольшую полезную мощность и наиболее высокий КПД, — колебания в соседних резонаторах с фазовым сдвигом  $180^\circ$  (колебания  $\pi$ -вида). На рис. 25.12 изображены силовые линии переменных электрических полей для таких колебаний и знаки переменных потенциалов на сегментах анода, а также направления токов, протекающих по поверхности резонаторов. Так как роль постоянного электрического поля, ускоряющего электроны и дающего им кинетическую энергию, известна, то для упрощения это поле не показано.

Для противофазных колебаний очень сильна индуктивная связь между резонаторами, за счет того что магнитный поток из одного резонатора переходит в соседние резонаторы (см. рис. 25.8). Магнетроны, как правило, работают с этим типом колебаний, и приняты меры для того, чтобы такие колебания возбуждались как можно легче. С этой целью применяют связки, т. е. соединяют проводниками через один сегменты анода, имеющие переменные потенциалы одного знака. Возникающие колебания других типов обычно быстро затухают.

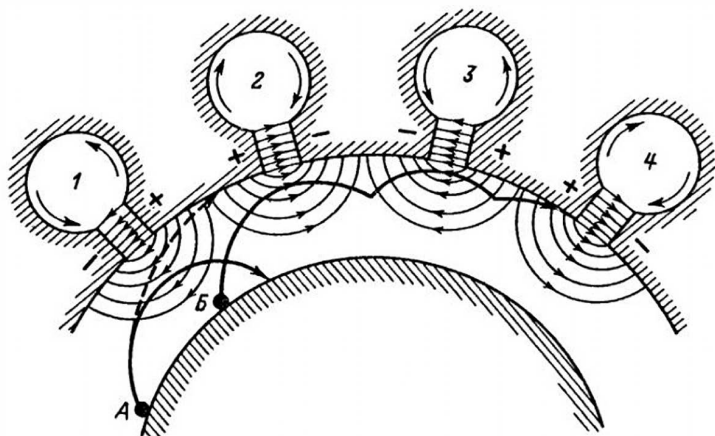


Рис. 25.12. Путь «вредного» (А) и «полезного» (Б) электрона в магнетроне при колебаниях в резонаторах

Взаимодействие электронов с переменным электрическим полем таково, что при правильном режиме электронный поток отдает полю больше энергии, чем отбирает от него. Это именно и нужно для превращения возникших в резонаторах колебаний в незатухающие. Передаче энергии от электронного потока в резонаторы способствуют следующие явления.

Прежде всего переменное электрическое поле как бы сортирует электроны на «полезные» и «вредные», причем «вредные» электроны быстро удаляются из пространства взаимодействия, возвращаясь на катод. Рассмотрим этот процесс.

Для электронов, движущихся по часовой стрелке (рис. 25.12), электрические поля резонаторов 1, 3, ... — ускоряющие, а поля резонаторов 2, 4, ... — тормозящие. Через полпериода эти поля поменяются местами. На рисунке показаны траектории двух электронов. Электрон А попадает в ускоряющее поле и отбирает энергию от резонатора, т. е. представляет собой «вредный» электрон, но он пролетает далеко от щели резонатора и возвращается на катод. При наличии одного постоянного поля этот электрон летел бы по траектории, показанной штрихами. Но поле резонатора 1 усиливает искривление пути электрона и увеличивает его энергию: он преодолевает действие постоянного поля и возвращается на катод. «Вредные» электроны бомбардируют катод и увеличивают его нагрев. С этим явлением в магнетронах приходится считаться. Для того чтобы не было перекала катода, во время работы магнетрона обычно уменьшают напряжение накала. Кроме того, поверхность катода необходимо делать более прочной, чтобы предотвратить ее разрушение ударами электронов.

Более сложным оказывается путь «полезного» электрона Б, попавшего в тормозящее переменное поле резонатора 2. Такой электрон отдает часть своей энергии резонатору и уже не имеет энергии, достаточной для того, чтобы вернуться на катод. Он теряет полностью свою энергию в какой-то точке

пространства взаимодействия, не долетев до катода, а затем снова ускоренно летит к аноду, и одновременно траектория его искривляется под действием магнитного поля.

Если в магнетроне правильно подобрано анодное напряжение и магнитная индукция, то время пролета «полезного» электрона от одной щели до другой составляет полпериода. Такой электрон, приблизившись к щели резонатора 3, опять окажется в тормозящем переменном поле, так как через полпериода у этого резонатора ускоряющее поле изменится на тормозящее. Следовательно, электрон снова отдаст часть энергии резонатору и проделает еще меньший путь по направлению к катоду. В конце концов, израсходовав значительную часть энергии, электрон попадает на анод. Рассмотренная траектория «полезного» электрона, конечно, только приближенная.

«Полезные» электроны отдают резонаторам больше энергии, чем отнимают ее от резонаторов «вредные» электроны. Действительно, «вредный» электрон отнимает энергию только у одного резонатора, причем этот электрон пролетает довольно далеко от щели, т. е. в слабом переменном поле. Он отнимает небольшую энергию. А «полезный» электрон отдает энергию двум резонаторам и пролетает ближе к их щелям, т. е. в более сильном переменном поле.

Передаче энергии от электронов к резонаторам способствует модуляция электронного потока, напоминающая модуляцию в двухрезонаторном клистроне. Каждый предыдущий резонатор в магнетроне служит модулятором для вращающегося электронного облака, а каждый следующий резонатор — ловителем. Однако процесс модуляции здесь сложнее, чем в клистроне. В двухрезонаторном клистроне электронный поток, движущийся поступательно, подвергается скоростной модуляции и разбивается на отдельные сгустки (группируется). Последний процесс совершается в пространстве дрейфа, где нет электрического и магнитного поля.

В магнетроне вращающийся электронный поток также подвергается дей-



ствию переменного электрического поля данного резонатора и за счет этого осуществляется модуляция скорости электронов. Но это поле не однородное, как в клистроне. Поэтому оно меняет не только скорость, но и траекторию движения электронов. Процесс усложняется тем, что происходит в радиальном постоянном электрическом поле, которое изменяет скорость электронов и совместно с постоянным магнитным полем влияет на их траекторию.

В результате скоростной модуляции и изменения траекторий электронов вращающееся электронное «облачко» из кольцевого превращается в зубчатое. Оно напоминает колесо со спицами, но без обода (рис. 25.13). Число электронных «спиц» равно половине числа резонаторов. Конечно, резких переходов от этих «спиц» к промежуткам между ними нет. «Спица» представляет собой сгущение электронного потока в результате скоростной модуляции и из-за различных траекторий «полезных» и «вредных» электронов. А между сгущениями имеются более разреженные области.

Электронное «облачко» при правильном режиме магнетрона вращается с такой скоростью, что «спицы» проходят мимо щелей в тот момент, когда там существует тормозящее поле. Промежутки между «спицами», наоборот, проходят через ускоряющие поля. В итоге происходит отдача электронным «облачком» энергии резонаторам и потеря энергии на разогрев катода и анода от электронной бомбардировки. Вся эта энергия потребляется от анодного источника.

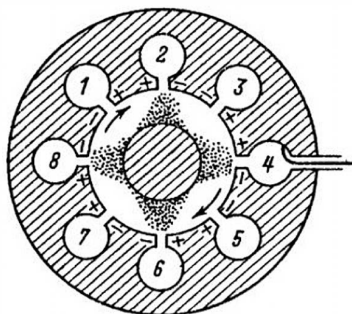


Рис. 25.13. Вращающееся электронное «облачко» в магнетроне при колебаниях в резонаторах

Существует следующая зависимость между числом резонаторов  $N$ , магнитной индукцией  $B$  и частотой генерируемых колебаний  $f$ :

$$NB = af, \quad (25.2)$$

где  $a$  — коэффициент, зависящий от конструкции.

А магнитная индукция связана с анодным напряжением формулой

$$B = b\sqrt{U_a}, \quad (25.3)$$

где  $b$  — постоянная величина.

Из формул видно, что для более высоких частот нужно иметь больше резонаторов или увеличивать магнитную индукцию и анодное напряжение.

Обычно магнитная индукция составляет от 0,1 до 0,5 Тл. Для импульсной работы в дециметровом диапазоне магнетроны строят на мощность в десятки тысяч киловатт, а в сантиметровом — в тысячи киловатт. В самых мощных магнетронах анодное напряжение в импульсе достигает десятков киловольт, а анодный ток — сотен ампер. Магнетроны для непрерывного режима имеют мощность в десятки киловатт на дециметровых волнах и в единицы киловатт — на сантиметровых. В мощных магнетронах применяется принудительное воздушное или водяное охлаждение; КПД мощных магнетронов может быть 70% и даже выше при работе в дециметровом диапазоне, в сантиметровом диапазоне 30–60%.

Помимо магнетронов на фиксированную частоту делают настраиваемые магнетроны, в которых изменяется собственная частота резонаторов. С этой целью для получения более коротких волн вводят в резонаторы медные цилиндры, которые уменьшают индуктивность, а для получения более длинных волн — металлические пластинки, увеличивающие емкость. Такие методы дают изменение частоты не более чем на 10–15%. Выполнение подобных устройств представляет известные трудности, так как находятся эти устройства в вакууме, а управляться должны извне.

Электронная перестройка частоты магнетрона основана на том, что эта

частота зависит от анодного тока. Изменение анодного тока на 1 А может дать изменение частоты до нескольких десятков мегагерц. Но в обычных магнетронах такая электронная настройка не получила широкого применения.

Однако существует особый тип магнетронов — *магнетроны, настраиваемые напряжением (митроны)*, в которых, изменяя анодное напряжение и соответственно анодный ток, можно получить даже двукратное изменение частоты. Конструкция их несколько отличается от конструкции обычных магнетронов. Особенность этих магнетронов в том, что анодный ток у них ограничен за счет ослабления эмиссии катода (недокала катода) и имеется внешний резонатор с низкой добротностью, т. е. с широкой полосой частот. В непрерывном режиме работы при изменении частоты в два раза эти магнетроны дают выходную мощность в единицы ватт. А при меньших изменениях частоты (5–20%) они могут давать мощность в десятки ватт.

Обычные магнетроны не обладают достаточно высокой стабильностью частоты и фазы. Значительно более стабильные колебания  $\pi$ -вида могут быть получены в так называемых *коаксиальных магнетронах* (рис. 25.14). В таких магнетронах снаружи анодного блока расположен объемный резонатор высокой добротности. Этот внешний резонатор имеет собственную частоту, равную частоте колебаний  $\pi$ -вида магнетрона,

и связан с резонаторами анода посредством щелей, которые сделаны не в каждом резонаторе, а через один. В этом случае во всех резонаторах, связанных с внешней фазой, а в соседних резонаторах колебания будут противофазными.

Для наиболее коротких сантиметровых волн удобен *обращенный коаксиальный магнетрон*, у которого катод и анод переставлены местами. Катод выполнен в виде наружного цилиндра, и с его внутренней поверхности эмитируются электроны. Анод с резонаторами расположен внутри катода. А внутри анода находится высокочастотный объемный резонатор, служащий для стабилизации колебаний и связанный щелями с резонаторами анодного блока.

К новым типам магнетронных приборов относится *ниготрон*, который предложил академик П. Л. Капица. Ниготрон представляет собой цилиндрический объемный резонатор, вдоль оси которого действует постоянное магнитное поле. Внутри этого резонатора расположены коаксиально катод и анод, причем каждый из них сделан в виде системы сегментов. Высокая добротность основного резонатора обеспечивает необходимую стабильность частоты колебаний. На дециметровых волнах при непрерывном режиме работы ниготрон может давать выходную мощность 100 кВт и даже более при КПД до 50%.

## 25.5. ЛАМПЫ БЕГУЩЕЙ И ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

Недостатки, свойственные усилительному клистрону (см. § 25.2), в значительной степени устраняются в *лампе бегущей волны* (ЛБВ) и *лампе обратной волны* (ЛОВ).

Усиление и КПД в ЛБВ могут быть значительно выше, чем в клистроне. Это объясняется тем, что электронный поток в ЛБВ взаимодействует с переменным электрическим полем на большом участке пути и отдает значительную часть энергии на усиление колебаний. Электронный поток в ЛБВ гораздо слабее чем в клистроне, и поэтому уро-

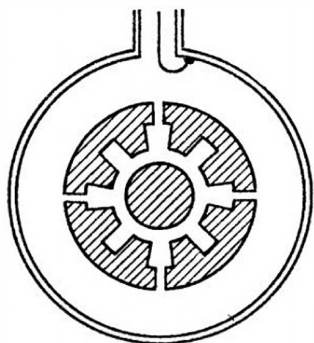


Рис. 25.14. Принцип устройства коаксиального магнетрона

вень шумов сравнительно невелик. Полоса пропускаемых частот может быть широкой, так как в самой ЛБВ нет колебательных систем. Коэффициент перекрытия по частоте составляет 2—4. Ширина полосы ограничивается не лампой, а дополнительными устройствами, служащими для связи лампы с внешними цепями. Лампы для частот в тысячи мегагерц имеют полосу в сотни мегагерц, что вполне достаточно для радиолокации и всех видов современной радиосвязи.

Устройство ЛБВ О-типа показано схематически на рис. 25.15. В левой части удлиненного баллона помещен электронный прожектор с подогревным катодом  $K$ , фокусирующим электродом  $\Phi Э$  и анодом  $A$ . Электронный луч, созданный прожектором, проходит далее внутри замедляющей системы (например, в виде проволочной спирали), выполняющей роль внутреннего провода коаксиальной линии. Наружным проводом служит металлическая трубка  $T$ . Спираль укреплена на специальных изоляторах (для упрощения они не показаны). Фокусирующая катушка  $\Phi К$ , питаемая постоянным током, служит для сжатия электронного луча по всей его длине, чтобы предотвратить увеличение поперечных размеров луча из-за взаимного отталкивания электронов. Вместо катушки для фокусировки могут быть применены также постоянные магниты. Так как магнитные фокусирующие системы громоздки, то в последнее время разработаны электростатические способы фокусировки электрон-

ного луча в ЛБВ, т. е. фокусировка электрическим полем.

Усиливаемые колебания подводят к ЛБВ с помощью входного волновода  $B_1$ , в котором помещен приемный штырек  $\Pi_1$ , представляющий собой начало спирали. На конце спирали имеется штырек  $\Pi_2$ , возбуждающий колебания в выходном волноводе  $B_2$ . Плунжеры  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$  служат для согласования волноводов со спиралью, т. е. для того, чтобы вдоль спирали распространялась бегущая волна. Электронный луч, пройдя сквозь спираль, попадает на коллектор  $K'$ . Спираль электрически соединена с коллектором. В ЛБВ для частот до 4000 МГц связь спирали с внешними цепями осуществляют посредством коаксиальных линий, так как волноводы для этих частот слишком громоздки.

Спираль конструируется обычно так, что фазовая скорость волны вдоль оси спирали  $v_{\phi} \approx 0,1c = 0,1 \cdot 300\,000 = 30\,000$  км/с. Обычно в спирали десятки или сотни витков. Для сантиметровых волн длина спирали может быть 10—30 см, а ее диаметр несколько миллиметров.

На рис. 25.16 показана картина электрического поля внутри спирали для случая, когда длина волны соответствует шести виткам. Сама спираль изображена в разрезе. Знаками «плюс» и «минус» показано распределение потенциалов на проводе спирали, причем жирные знаки соответствуют более высокому потенциалу. Изображено поле в какой-то определенный момент времени. Так как волна бежит по спирали, то поле враща-

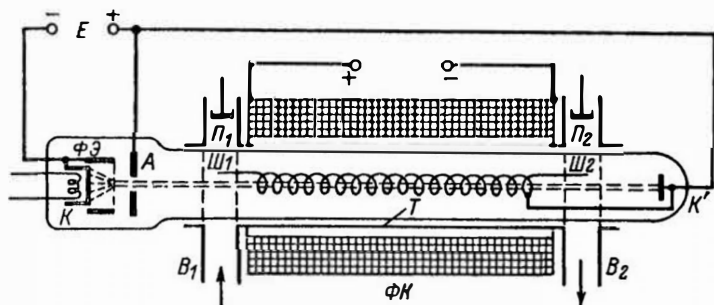


Рис. 25.15. Принцип устройства ЛБВ О-типа

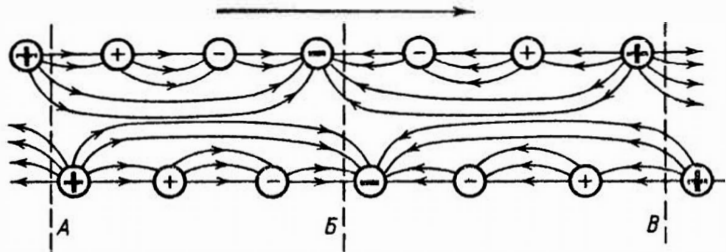


Рис. 25.16. Электрическое поле бегущей волны внутри спирали

ется вокруг ее оси и перемещается вдоль этой оси со скоростью  $v_f$ . Существует, конечно, еще электрическое поле между спиралью и внешней металлической трубкой, не показанное на рисунке, но оно не взаимодействует с электронным лучом. Вокруг витков спирали есть также переменное магнитное поле, но между ним и электронами также нет энергетического взаимодействия.

Скорость электронов, попадающих в спираль, должна быть немного больше  $v_f$ , т. е. она тоже примерно 0,1с. Это достигается тем, что напряжение анода устанавливается несколько большим 2500 В. В результате взаимодействия электронного луча с электрическим полем бегущей волны происходит модуляция электронов по скорости и группирование их в сгустки. Иначе говоря, плотность луча становится неравномерной и в нем появляются участки большей плотности, отделенные друг от друга разреженными участками.

Рассматривая рис. 25.16, нетрудно заметить, что участок  $AB$  спирали (на протяжении одной полуволны) создает для электронов тормозящее поле, а участок  $BB$  (на протяжении другой полуволны) — ускоряющее поле. Вдоль спирали чередуются участки ускоряющего и тормозящего поля. Если в начале спирали в данный момент времени оказывается участок тормозящего поля, то электроны в нем тормозятся и далее продолжают двигаться в пределах того же участка к концу спирали, группируясь в более плотные сгустки. Постепенно уменьшая скорость, они все время отдают энергию полю, усиливая бегущую волну. Если же электроны в на-

чале спирали влетают в участок ускоряющего поля, то они увеличивают свою скорость и, обгоняя поле, постепенно переходят в следующий участок, где поле тормозящее. Хотя эти электроны, попав сначала в ускоряющее поле, отнимут от бегущей волны некоторую энергию, далее они возвращают ее волне, так как переходят на участок тормозящего поля.

Таким образом, на участках тормозящего поля образуются электронные сгустки, отдающие все время энергию волне. Поэтому на протяжении всей спирали электроны отдают бегущей волне значительную энергию. Амплитуды тока и напряжения бегущей волны по мере ее перемещения к концу спирали увеличиваются. При этом усиливается ускоряющее и тормозящее поле волны, а значит, и эффект группирования электронов. Но тогда увеличивается и отдача энергии электронами. В результате такого постепенно усиливающегося процесса на выходе получаются значительно усиленные колебания. Энергию, отдаваемую бегущей волне, сами электроны получают от источника анодного питания.

При большом усилении и неполном согласовании спирали с волноводами появляется волна, отраженная от выходного конца спирали. Дойдя до входного конца, такая волна снова отражается, усиливается, затем опять отражается от выходного конца и т. д. В результате возникает самовозбуждение, т. е. ЛБВ начинает генерировать собственные колебания, что недопустимо при усилении. Для устранения этого явления часть спирали в начале или середине делают из провода высокого сопротивления,

чтобы поглотить энергию отраженной волны. Часто для поглощения поверхность баллона или изоляторы, поддерживающие спираль, покрывают слоем графита.

В ЛБВ для наиболее коротких сантиметровых волн спираль заменяют замедляющими волноводными системами различного типа, так как трудно изготовить спираль очень малых размеров. Подобные замедляющие системы применяются также в мощных ЛБВ, так как спираль не может выдержать рассеяния в ней большой мощности. ЛБВ со спиральной замедляющей системой делают на выходные мощности до 1 кВт и частоты до 10 ГГц.

В настоящее время разработано много различных ЛБВ, применяемых в качестве входных, промежуточных и выходных широкополосных усилителей. Наличие гармоник в токе пучка позволяет использовать ЛБВ в умножителях частоты.

По выходной мощности ЛБВ различаются следующим образом. Малошумящие ЛБВ, в которых ток пучка составляет 100—200 мкА, имеют выходную мощность в тысячные или сотые доли ватта. В специальных приемных устройствах добиваются особенно малого уровня шумов, охлаждая ЛБВ до весьма низкой температуры. ЛБВ малой мощности (до 2 Вт) имеют ток пучка в единицы или десятки миллиампер. Коэффициент усиления у них достигает сотен тысяч. При средней (до 100 Вт) и большой (до 100 кВт) мощности усиление получается меньше тысячи, а ток пучка — от сотен миллиампер до единиц ампер. У сверхмощных ЛБВ полезная мощность составляет сотни киловатт. Напряжение питания — от сотен вольт

для мало мощных ЛБВ до десятков киловольт и выше — для мощных. КПД у мощных ЛБВ может быть до 40%. Многие ЛБВ используются в импульсном режиме и могут дать мощность в импульсе 10 МВт и более.

Для повышения КПД в ЛБВ применяют торможение электронов после замедляющей системы. Это достигается тем, что на коллектор подают меньшее постоянное напряжение, чем на замедляющую систему. Тогда уменьшается мощность, потребляемая от источника питания. Также для повышения КПД применяют группирование по принципу клистронного. Такие ЛБВ называются *твистронами*. В них клистронная система создает электронные сгустки, которые далее попадают в систему, аналогичную ЛБВ. Именно в этой последней получается усиленная выходная мощность. У твистронов КПД доходит до 50%, а ширина относительной полосы частот может быть до 15%. Выходная мощность в импульсном режиме у некоторых твистронов составляет десятки мегаватт.

Принцип работы ЛБВ послужил основой для создания *ламп обратной волны* (ЛОВ), которые называли также *карсиотронами*. Эти лампы в отличие от ЛБВ используются главным образом для генерации колебаний, но могут работать и в усилительном режиме. В ЛОВ применяются такие же системы фокусировки и замедляющие системы, как в ЛБВ, но волна и электронный поток движутся навстречу друг другу. На рис. 25.17, а показана схематически (без фокусирующей системы) усилительная ЛОВ О-типа. Она имеет вход около коллектора и выход около катода. Несмотря на то что в подобной ЛОВ

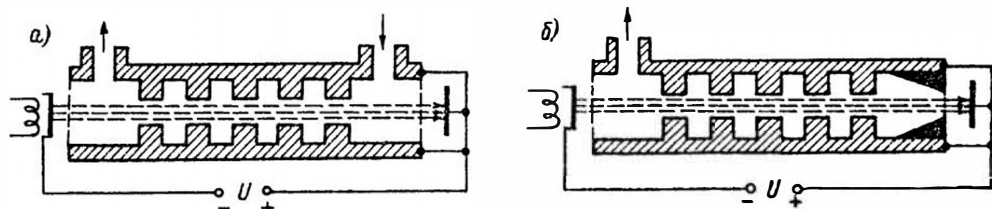


Рис. 25.17. Принцип устройства усилительной (а) и генераторной (б) ЛОВ О-типа

нет резонансных систем, она обладает резонансными свойствами. Усиление в такой лампе получается лишь в узкой полосе частот, причем положение этой полосы в диапазоне частот зависит от ускоряющего постоянного напряжения  $U$ . Изменяя его, можно осуществить электронную перестройку. Значительно более широко применяются генераторные ЛОВ О-типа (рис. 25.17, б). В них около коллектора расположено не входное, а поглощающее устройство (затухивающее), которое поглощает волну, отраженную от выходного конца замедляющей системы. Такая волна может появиться при неполном согласовании на выходе и ухудшает работу ЛОВ.

Первоначальные слабые колебания в генераторной ЛОВ возникают от флюктуаций электронного потока, затем эти колебания усиливаются и начинается генерация. Следует заметить, что генерация может возникнуть и в усилительной ЛОВ, если ток пучка в ней превысит некоторое критическое значение. Частота колебаний, генерируемых ЛОВ, зависит от ускоряющего напряжения  $U$ . Поэтому возможна электронная перестройка частоты с коэффициентом перекрытия до 2. В генераторных ЛОВ сантиметрового диапазона изменение частоты при перестройке составляет единицы мегагерц на один вольт ускоряющего напряжения. Выходная мощность генераторных ЛОВ бывает от десятков милливатт до единиц ватт, а КПД — несколько процентов. Ускоряющее напряжение — сотни или тысячи вольт, а ток пучка — от единиц до десятков миллиампер.

Разновидность генераторных ЛОВ — так называемые *резонансные ЛОВ*, в

которых отсутствует поглотитель, а замедляющая система замкнута накоротко около коллектора и поэтому становится резонатором. В таких ЛОВ возможна не только электронная, но и механическая перестройка частоты. Резонансные ЛОВ обладают более высокой стабильностью частоты и более высоким КПД.

Рассмотренные выше магнетроны дают большую выходную мощность и обладают высоким КПД. Недостатки их — узкополосность, а также невозможность электронной перестройки частоты и усиления. А ЛБВ и ЛОВ О-типа, наоборот, широкополосны, в них возможна электронная перестройка частоты и усиление колебаний, но зато они имеют сравнительно малый КПД и во многих случаях небольшую выходную мощность. Поэтому были разработаны приборы, сочетающие в себе достоинства магнетронов и ламп бегущей или обратной волны.

Широкое применение получили ЛБВ и ЛОВ М-типа (ЛБВМ и ЛОВМ). На рис. 25.18 изображена схематически ЛБВМ плоской конструкции. Электроны, эмитированные накалившимся катодом  $K$ , попадают в постоянное электрическое поле напряженностью  $E_y$ , созданное напряжением управляющего электрода  $УЭ$ , и в постоянное магнитное поле с индукцией  $B$ , созданное внешней магнитной системой, не показанной на чертеже. Под действием этих двух полей электронный поток искривляет траекторию и движется к коллектору  $K'$  в пространстве взаимодействия между замедляющей системой  $ЗС$  и «холодным» катодом  $ХК$ . Как видно, у ЛБВМ «холодный» катод находится в том месте, где в магнетронах расположен на-

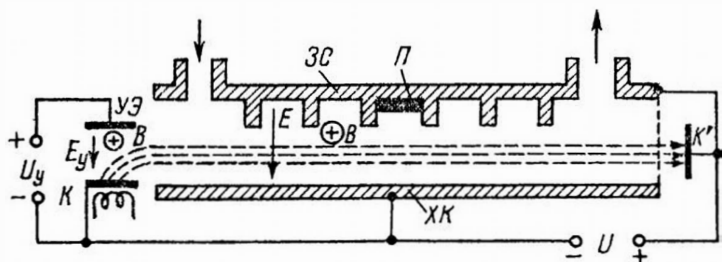


Рис. 25.18. Принцип устройства плоской ЛБВ М-типа

каленный катод. Замедляющая система находится под постоянным положительным потенциалом относительно этого катода. Поэтому на электронный поток действует поперечное постоянное электрическое поле напряженностью  $E$  и постоянное магнитное поле с индукцией  $B$ . Двигаясь в этих скрещенных полях, электронный поток передает часть энергии электромагнитной волне, распространяющейся от входа к выходу, т. е. происходит усиление. Для устранения возможности самовозбуждения в замедляющей системе находится поглотитель  $П$ .

Коэффициент полезного действия ЛБВМ при большом входном сигнале может быть 50–70%, а коэффициент усиления доходит до сотен. В непрерывном режиме работы ЛБВМ имеет выходную мощность до нескольких киловатт, а у импульсных ЛБВМ она может составлять несколько мегаватт. В настоящее время ЛБВМ используются главным образом как мощные выходные усилители. Вариант устройства ЛБВМ цилиндрической конструкции показан схематически на рис. 25.19. На нем сохранены обозначения, бывшие на рис. 25.18.

Аналогично ЛБВМ устроены ЛОВМ, которые могут быть усилительными или генераторными. В этих лампах выход расположен вблизи накаливаемого катода. Электронный поток взаимодействует с волной, распространяющейся ему навстречу. Усилительные ЛОВМ имеют

вход и выход, а в генераторных ЛОВМ имеется только выход и около коллектора помещен поглотитель. Выходная мощность генераторных ЛОВМ при непрерывной работе достигает нескольких десятков киловатт в дециметровом диапазоне и сотен ватт — в сантиметровом; КПД составляет 50–60%. Возможна электронная перестройка частоты путем изменения ускоряющего напряжения  $U$ .

## 25.6. АМПЛИТРОН И КАРМАТРОН

Представители приборов М-типа, сочетающие в известной степени принципы работы магнетрона и ЛОВМ, — *амплитрон* и *карматрон*. В отличие от ЛОВМ они имеют такой же накаленный цилиндрический катод, как и магнетрон.

Усилительный прибор амплитрон показан схематически на рис. 25.20. Он имеет замедляющую систему в виде цепочки резонаторов, но в отличие от магнетрона эта цепочка разомкнута и в анодном блоке образованы вход и выход. Чтобы устранить возможность самовозбуждения колебаний  $\pi$ -вида (как в магнетроне), в амплитроне делают обычно нечетное число резонаторов. Так же, как и в магнетроне, возникает замкнутое вращающееся электронное «облачко», которое взаимодействует с движущейся навстречу электромагнитной волной. При передаче энергии электронов этой волне происходит усиление колебаний.

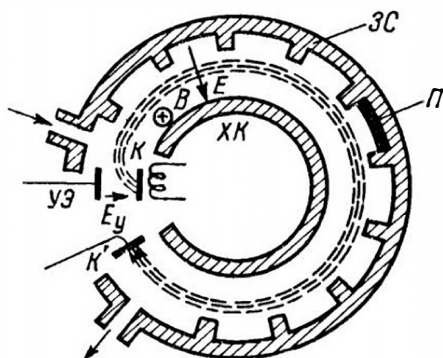


Рис. 25.19. Принцип устройства цилиндрической ЛБВ М-типа

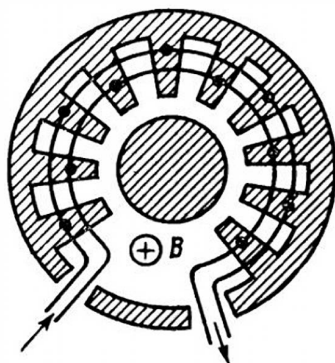


Рис. 25.20. Принцип устройства амплитрона

Амплитроны применяются в качестве усилителей сравнительно мощных сигналов; КПД амплитронов не менее 55 %, а в мощных и сверхмощных приборах достигает 85 %. В непрерывном режиме амплитроны дают выходную мощность до 500 кВт, а в импульсном — 10 МВт и даже больше. Коэффициент усиления — десятки. Относительная ширина полосы частот 5—10 %. Анодное напряжение — единицы или десятки киловольт, а ток анода — десятки ампер.

*Карматрон* — прибор, предназначенный для генерации колебаний. Он имеет такое же устройство, как и амплитрон, но вместо входа — согласованную нагрузку. Выходная мощность и КПД такие же, как у амплитронов.

Для генерации более стабильных по частоте колебаний используют амплитрон в сочетании с высокочастотным внешним резонатором, включенным на вход амплитрона, и некоторыми дополнительными приборами. Получающееся при этом более сложное устройство названо *стабилизатором*. В нем генерируются колебания с высокой стабильностью частоты, причем возможна перестройка частоты примерно на 10 %.

Мы познакомимся с важнейшими типами электронных приборов СВЧ. Кроме них разработаны многие другие приборы, имеющие пока не такое широкое применение.

## ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ШЕСТАЯ

# НАДЕЖНОСТЬ И ИСПЫТАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

## 26.1. НАДЕЖНОСТЬ И ИСПЫТАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

При правильной эксплуатации исправные полупроводниковые приборы имеют высокую надежность, характеризующуюся интенсивностью отказов  $\lambda = 10^{-7} \div 10^{-8} \text{ ч}^{-1}$ . Изображенная на рис. В.1 кривая интенсивности отказов в зависимости от времени для полупроводниковых приборов имеет горизонтальный участок протяженностью в десятки тысяч часов. Такая надежность значительно выше, нежели у ЭВП.

Внезапные отказы у полупроводниковых приборов возникают главным образом за счет пробоя  $n$ — $p$ -переходов, обрывов и коротких замыканий выводов. Эти отказы обычно составляют не более 20 % всех отказов. Значительно чаще происходят постепенные отказы, которые у транзисторов бывают из-за постепенного уменьшения коэффициента усиления тока, увеличения начального

обратного тока коллекторного перехода, увеличения коэффициента шума. Иногда наблюдается временная нестабильность параметров.

Наиболее часто снижается надежность от перегрева. Повышение температуры — главный «враг» полупроводниковых приборов. Поэтому надо всегда стремиться понижать температуру корпуса приборов, особенно мощных, которые нагреваются наиболее сильно. В частности, следует по возможности эксплуатировать приборы в облегченном режиме. Во многих случаях надежность можно существенно повысить с помощью добавочных теплоотводов. Пример дополнительного радиатора, сделанного из полосок металла с отверстиями для транзистора или диода, приведен на рис. 26.1. Такой радиатор лучше всего делать из меди, алюминия или латуни, но можно использовать и сталь. Корпус транзистора или диода должен возможно более плотно прилегать к пластинам радиатора. Увеличение числа пластин усиливает охлаждение. Поверх-



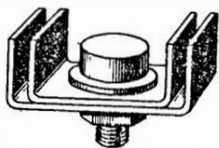


Рис. 26.1. Радиатор из металлических пластин для транзистора

ность радиатора желательно зачернить.

Вредно влияет на надежность полупроводниковых приборов влага. Для борьбы с ней приборы помещают в герметичные корпуса, а сами полупроводниковые кристаллы покрывают тонким слоем какой-либо защитной пленки.

Хотя механическая прочность и вибростойкость полупроводниковых приборов велика, все же следует оберегать их от ударов и чрезмерных вибраций.

Ранее уже указывалось, что полупроводниковые диоды и биполярные транзисторы отказывают под действием значительного ионизирующего излучения. Зато туннельные диоды и полевые транзисторы обладают гораздо более высокой радиационной стойкостью.

Для обеспечения надежности полупроводниковых приборов необходимо в процессе их эксплуатации соблюдать следующие правила:

1. Рабочие напряжения, токи и мощности не должны превышать максимальных допустимых. Нельзя использовать приборы в режиме, когда одновременно два параметра достигают максимальных допустимых значений.

2. Транзисторы не должны даже короткое время работать с отключенной базой. Для увеличения стабильности их работы сопротивление цепи базы должно быть минимальным.

3. Желательно снижать рабочую температуру прибора. Если она на  $10^\circ\text{C}$  ниже предельной, то число отказов снизится вдвое.

4. Рекомендуются защищать прибор от перенапряжений. Для этого могут применяться схемы стабилизации напряжения питания. Недопустима подача питающих напряжений неправильной полярности.

5. Пайку выводов надо делать паяльником мощностью не выше 60 Вт не

ближе 10 мм от корпуса в течение не более 5 с. При этом необходимо осуществлять теплоотвод между корпусом и местом пайки, например зажав вывод плоскогубцами или пинцетом.

6. Изгиб выводов можно делать не ближе 10 мм от корпуса.

7. Не следует располагать приборы вблизи нагреваемых деталей. Желательно всегда обеспечить возможно лучший теплоотвод от корпуса прибора.

8. Не рекомендуется крепить приборы только на выводах.

9. Недопустимо проверять полупроводниковые приборы при помощи таких омметров, которые могут создавать в приборе опасные для него токи или напряжения.

10. Для МОП-транзисторов опасен пробой диэлектрического слоя при возникновении на затворе заряда статического электричества. Поэтому затвор должен быть всегда заземлен по постоянному току или соединен с корпусом (непосредственно или через какой-либо резистор).

Полупроводниковые приборы лучше всего проверять с помощью специальных испытателей, но часто приходится делать простейшую проверку и при отсутствии таких испытателей.

Например, полупроводниковые диоды проще всего проверить омметром (авометром). Необходимо измерить прямое и обратное сопротивление диода. Нормальное прямое сопротивление составляет десятки ом у германиевых диодов и сотни ом у кремниевых. Обратное сопротивление у германиевых диодов должно быть сотни килоом, а у кремниевых может достигать нескольких мегаом. У более мощных диодов прямое и обратное сопротивление соответственно меньше, нежели у маломощных. Вместо сопротивления возможно измерить прямой и обратный ток соответственно с помощью миллиамперметра и микроамперметра. Для того чтобы эти приборы не вышли из строя при пробое диода, последовательно в цепь обязательно надо включить ограничительный резистор. Его сопротивление определяется по закону  $Oм$  как  $R_{огр} = E/I_{\max}$ , где  $E$  — напряжение источ-

ника и  $I_{\max}$  — максимальный ток, который рассчитан измерительный прибор. Если при такой проверке обнаружено, что сопротивление диода все время постепенно уменьшается (ток растет), то диод неисправен.

Простейшая проверка исправности  $n-p$ -переходов и отсутствия обрывов у транзистора производится омметром. Один зажим омметра подключают к базе, а другой — поочередно к эмиттеру и коллектору. В зависимости от полярности напряжения на переходах омметр покажет либо прямое сопротивление (десятки ом), либо обратное (сотни килоом или даже единицы мегаом). Чтобы измерить и то и другое сопротивление переходов, надо повторить измерение, переключив зажимы омметра. При подобных проверках нельзя допускать, чтобы токи и напряжения в транзисторе превысили предельное значение.

Рассмотренная проверка еще не позволяет сделать заключение о возможности нормальной работы транзистора в той или иной схеме. Поэтому необходимо убедиться в том, что начальные токи коллектора не превышают допустимых значений и что коэффициент усиления  $\beta$  не ниже нормального.

Начальные токи измеряются по схемам, приведенным на рис. 26.2. Для предохранения микроамперметра включен ограничительный резистор, сопротивление которого рассчитывается так, как было указано. В простейшем случае измеряется только начальный ток коллектора  $I_{к0}$ . Для мощных транзисторов вместо микроамперметра применяется миллиамперметр. При измерении особое внимание надо обратить на то, что постепенное возрастание начальных токов свидетельствует о неисправности транзистора.

Для измерения коэффициента усиления  $\beta$  можно в простейшем случае использовать схему, приведенную на рис. 26.3. В ней напряжение источника питания  $E$  равно нескольким вольтам, а сопротивление в проводе базы  $R_6$  таково, что ток базы имеет какое-то нормальное для данного транзистора значение  $i_6$ . Можно считать, что  $R_6 \approx E/i_6$ . Если разделить значение тока

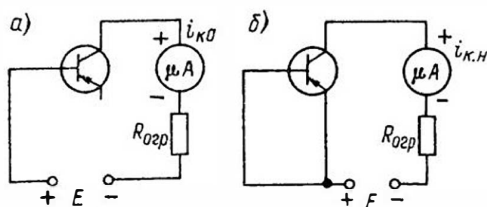


Рис. 26.2. Схемы для измерения начального коллекторного тока транзистора при обрыве цепи эмиттера (а) и при коротком замыкании базы с эмиттером (б)

коллектора  $i_k$ , измеряемого миллиамперметром, на значение тока базы, то получим приближенное значение  $\beta$ , т. е.  $\beta \approx i_k/i_6$  или, заменив  $i_6$  на  $E/R_6$ , получим  $\beta \approx i_k R_6/E$ . Например, если  $E = 4,5$  В и  $i_6 = 0,1$  мА, то  $R_6 \approx 4,5 : 0,1 = 45$  кОм. При токе  $i_k = 4$  мА получим  $\beta = 4 : 0,1 = 40$ . Погрешность такого измерения невелика, так как не учитывается падение напряжения на эмиттерном переходе, которое составляет всего лишь десятые доли вольта, т. е. значительно меньше напряжения  $E$ . Большая точность в измерении параметра  $\beta$  вообще не требуется, так как у транзисторов всегда наблюдается разброс параметров.

Рекомендуют еще проверять работу транзистора в какой-либо схеме простейшего генератора.

Полевые транзисторы с  $n-p$ -переходом надо проверять на проводимость канала между истоком и стоком и на исправность управляющего  $n-p$ -перехода. Последний испытывается так же, как и  $n-p$ -переходы в диодах или биполярных транзисторах, при небольших напряжениях, допустимых для данного транзистора, чтобы не произошел пробой перехода.

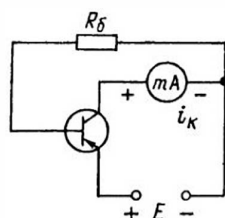


Рис. 26.3. Простейшая схема для измерения коэффициента усиления транзистора

У МОП-транзисторов также проверяется проводимость канала и изоляция между затвором и каналом. При всех испытаниях затвор должен быть заземлен, чтобы не произошел пробой диэлектрического слоя. Для проверки качества полевого транзистора необходимо измерить его крутизну — главный параметр. Это можно осуществить, определив по миллиамперметру изменение тока стока при изменении напряжения затвора. Изменяют напряжение, в частности, включением между затвором и истоком одного сухого элемента (1,5 В).

## 26.2. НАДЕЖНОСТЬ И ИСПЫТАНИЕ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

В электровакуумных приборах внешние отказы происходят вследствие короткого замыкания между электродами, обрыва вводов, пробоя изоляции, трещин в стекле баллона и других явлений. Причины постепенных отказов заключаются в постепенных необратимых изменениях оксидного катода, приводящих к ослаблению эмиссии, в утечках между электродами, выделении газов из электродов и т. д.

Для электронных ламп характерна интенсивность отказов  $10^{-5}$  ч<sup>-1</sup> и менее. Для обычных ламп и ламп с повышенной надежностью и долговечностью интенсивность отказов различается примерно в 5—10 раз, а иногда и больше. Наименьшую надежность имеют мощные генераторные, модуляторные и усилительные лампы, высоковольтные кенотроны и другие мощные приборы. Высокая надежность и долговечность приборов может быть обеспечена строгим соблюдением правил эксплуатации, изложенных в справочниках. Прежде всего нельзя допускать превышения предельных значений тока, напряжения и мощности, а также температуры, давления и влажности окружающей среды, уровня ударных, вибрационных и других механических воздействий. Нельзя эксплуатировать приборы в режимах, ког-

да одновременно два параметра достигают предельных значений.

Перегрев приборов — одна из главных причин отказов. Для повышения надежности прибор должен работать в режиме, создающем меньший нагрев. Повышение температуры даже на несколько градусов может иметь решающее влияние на надежность. Важно обеспечить хороший отвод теплоты. Иногда целесообразно на сильно нагревающийся баллон надеть радиатор с несколькими ребрами (рис. 26.4), сделанный из полочки листового металла, например алюминия, латуни или меди. Наружную поверхность такого радиатора следует зачернить для лучшего излучения. Конечно, надо уменьшать нагрев и от внешних источников, например от других деталей или от солнечных лучей. Следует иметь в виду, что большие дозы ионизирующего излучения могут отрицательно повлиять на нормальную работу ламп. Надежность контактов в ламповой панели снижается в тропических условиях под влиянием плесени и высокой влажности. К снижению надежности могут привести следующие режимы:

- наибольшее напряжение накала и малый ток катода;

- наименьшее напряжение накала и большой ток катода;

- наибольшая мощность, выделяемая на электродах, и большое сопротивление цепи управляющей сетки;

- наибольшая температура баллона при больших напряжениях электродов и малом токе катода.

Следует всячески ослаблять вибрации, удары и другие механические воздействия на приборы. При работе при-

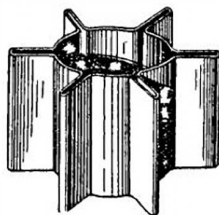


Рис. 26.4. Радиатор из листового металла для лампы

боров в условиях пониженного давления ухудшается теплообмен, и в этом случае необходимо снижать предельную мощность, выделяемую на электродах. Повышение влажности может вызвать окисление и ухудшение контактов в ламповых панелях, увеличение токов утечки и даже пробой между выводами.

Приборы должны быть правильно укреплены. Указываемое в справочниках для многих приборов вертикальное рабочее положение необходимо, и это условие надо соблюдать. Во время пайки выводов сверхминиатюрных ламп надо обеспечивать теплоотвод между местом пайки и баллоном, например зажимая вывод плоскогубцами. Изгиб выводов разрешается делать не ближе 5 мм от баллона.

Строгое и неуклонное соблюдение всех указанных выше и приводимых в справочниках правил эксплуатации электровакуумных приборов является необходимым условием для того, чтобы они работали с высокой надежностью и долговечностью.

При нарушении нормальной работы РЭА поиски неисправности во многих случаях следует начинать с проверки ламп, так как наиболее часто отказы бывают именно в них. Существуют специальные испытатели, с помощью которых можно проверить приемно-усилительные лампы различных типов. Правила работы с такими испытателями изложены в инструкциях. Но если испытателя нет, то надо пользоваться более простыми способами. Один из них заключается в том, что проверяемая лампа вставляется на соответствующее место в другое, исправно работающее устройство. Тогда о качестве лампы можно судить по работе данного устройства.

Необходимо также уметь проверять лампы и без помощи радиоаппаратуры. Проверка целостности подогревателя или катода прямого накала, а также отсутствия замыканий между электродами производится с помощью омметра. Можно применить и простейший испытатель (пробник), состоящий из последовательно соединенных источника тока (например, сухого элемента) и вольт-

метра. Вместо последнего можно применить миллиамперметр с добавочным резистором, или головной телефон, или лампочку накаливания.

Эмиссию катода проверяют по схеме, приведенной на рис. 26.5. Подается нормальное напряжение накала, все сетки соединяются с анодом и работают как один анод, а напряжение источника питания анодной цепи должно быть не более 15 В. В анодную цепь включен миллиамперметр, который при наличии эмиссии катода покажет ток. Миллиамперметр можно заменить вольтметром. Если заранее проверить таким способом исправную лампу, то по отклонению стрелки измерительного прибора можно будет судить об интенсивности эмиссии катода любой другой лампы данного типа. Подобная проверка возможна и без анодного источника, если присоединить анодную цепь к плюсу батареи накала, но в этом случае ток анода будет значительно меньше.

Для того чтобы проверить выводы электродов на отсутствие обрывов, надо в схеме на рис. 26.5 поочередно включать миллиамперметр в разрыв провода от каждого электрода (на схеме места включения показаны косыми крестиками). При отсутствии обрыва вывода прибор покажет наличие тока в проводе данного электрода.

Поскольку главный параметр усилительных ламп крутизна, то весьма желательна ее проверка. Если крутизна имеет нормальное значение, то, как правило, лампа исправна. Для определения крутизны на электроды подают номинальные питающие напряжения (при этом, конечно, нельзя превышать предельные токи и мощности). В анодной

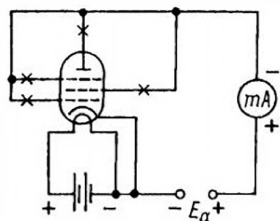


Рис. 26.5. Простейшая схема для проверки выводов лампы и эмиссии катода

цепи должен быть миллиамперметр. Изменив напряжение управляющей сетки на 1 или 1,5 В, например включив в цепь сетки один сухой элемент, замечают изменение анодного тока. По этим данным легко находят крутизну. Другой способ состоит в том, что в анодную цепь дополнительно включают резистор нагрузки с небольшим сопротивлением (например, 100 Ом), а на управляющую сетку подают синусоидальное переменное напряжение, значение которого известно. Усиленное напряжение на резисторе нагрузки измеряют. Разделив его на сопротивление резистора, получают значение переменного анодного тока. После этого уже легко определить крутизну.

Ионные приборы тлеющего разряда, т. е. неоновые лампы, стабилитроны, тиратроны, знаковые индикаторы и другие, следует проверять по напряжению возникновения разряда и появлению свечения. При этом необходимо включать ограничительный резистор, чтобы тлеющий разряд не перешел в дуговой. Поскольку ток приборов тлеющего разряда обычно составляет несколько миллиампер, то сопротивление ограничительного резистора можно всегда ориен-

тировочно рассчитать по закону Ома: взять для примера ток 2—3 мА и разделить разность между напряжением источника и рабочим напряжением данного прибора на это значение тока.

\* \*  
\*

Электроника развивается быстрыми темпами. Разрабатываются новые приборы для более высоких частот, мощностей, температур, причем возможно меньших размеров. Большое внимание уделяется повышению надежности, долговечности, стабильности, механической прочности, температуростойкости и радиационной стойкости. Особенно быстро развивается микроэлектроника и квантовая электроника. Ряд специальных направлений электроники получает все более широкое применение.

Многие направления современной электроники являются результатами выдающихся достижений физики твердого тела и квантовой физики. Несомненно, что в области электроники произойдет еще много интереснейших открытий, которые будут содействовать научно-техническому прогрессу.

## СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аксененко М. Д., Бараночников М. Л., Смолин О. В. Микроэлектронные фотоприемные устройства. М.: Энергоатомиздат, 1984.

2. Викулин И. М., Викулина Л. Ф., Стафеев В. И. Гальваномагнитные приборы. М.: Радио и связь, 1983.

3. Денискин Ю. Д., Жигарев А. А., Смирнов Л. П. Электронные приборы. М.: Энергия, 1980.

4. Джолли У. П. Криоэлектроника. М.: Мир, 1975.

5. Ефимов И. Е., Козырь И. Я., Горбунов Ю. И. Микроэлектроника. М.: Высшая школа, 1987.

6. Жигарев А. А., Шамаева Г. Г. Электронно-лучевые и фотозлектронные приборы. М.: Высшая школа, 1982.

7. Квантовая электроника. Маленькая энциклопедия. М.: Советская энциклопедия, 1969.

8. Коган Л. М. Полупроводниковые све-

тоизлучающие диоды. М.: Энергоатомиздат, 1983.

9. Красильников В. А., Крылов В. В. Поверхностные акустические волны. М.: Знание, 1985.

10. Лавриненко В. В. Пьезоэлектрические трансформаторы. М.: Энергия, 1975.

11. Морозов А. И., Проклов В. В., Станковский Б. А. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств. М.: Радио и связь, 1981.

12. Морозова И. Г. Физика электронных приборов. М.: Атомиздат, 1980.

13. Мочалов В. Д. Магнитная микроэлектроника. М.: Советское радио, 1977.

14. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника. М.: Советское радио, 1977.

15. Носов Ю. Р., Сидоров А. С. Оптроны и их применение. М.: Радио и связь, 1981.

16. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы. М.: Высшая школа, 1987.

17. Речницкий В. И. Акустоэлектронные

радиокомпоненты. М.: Радио и связь, 1987.  
 18. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств /Под общ. ред. А. А. Куликовского. М.: Энергия, 1977.  
 19. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. М.: Советское радио, 1980.  
 20. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — 4-е изд. М.: Энергия, 1977.  
 21. Стрижевский И. В., Дмитриев В. И., Финкельштейн Э. Б. Хемотроника. М.: Наука, 1974.

22. Тарасов Л. В. Лазеры и их применение. М.: Радио и связь, 1983.  
 23. Терехов В. А. Задачник по электронным приборам. — 2-е изд. М.: Энергоатомиздат, 1983.  
 24. Трейер В. В. Электрохимические приборы. М.: Советское радио, 1978.  
 25. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. — 2-е изд. М.: Советское радио, 1969.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	4
В.1. Электроника в народном хозяйстве . . . . .	—
В.2. Краткие сведения по истории электроники . . . . .	5
В.3. Требования к электронным элементам РЭА . . . . .	9
В.4. Полупроводниковые приборы в электронике . . . . .	11
В.5. Движение электронов в однородном электрическом поле . . . . .	13
В.6. Движение электронов в неоднородном электрическом поле . . . . .	16
В.7. Движение электронов в однородном магнитном поле . . . . .	17
 <b>РАЗДЕЛ ПЕРВЫЙ. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ, МИКРОЭЛЕКТРОНИКА И СПЕЦИАЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ . . . . .</b>	 <b>19</b>
<b>ГЛАВА ПЕРВАЯ. ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВ . . . . .</b>	<b>—</b>
1.1. Электроны в твердых телах . . . . .	—
1.2. Собственная электронная и дырочная электропроводность. Ток дрейфа . . . . .	21
1.3. Примесная электропроводность . . . . .	26
1.4. Диффузия носителей заряда в полупроводниках . . . . .	29
 <b>ГЛАВА ВТОРАЯ. ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЕ И МЕТАЛЛОПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПЕРЕХОДЫ . . . . .</b>	 <b>31</b>
2.1. Электронно-дырочный переход при отсутствии внешнего напряжения . . . . .	—
2.2. Электронно-дырочный переход при прямом напряжении . . . . .	33
2.3. Электронно-дырочный переход при обратном напряжении . . . . .	35
2.4. Переход металл—полупроводник . . . . .	37
 <b>ГЛАВА ТРЕТЬЯ. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ . . . . .</b>	 <b>38</b>
3.1. Вольт-амперная характеристика . . . . .	—
3.2. Емкость . . . . .	40
3.3. Температурные свойства . . . . .	42
3.4. Рабочий режим . . . . .	—
3.5. Применение полупроводниковых диодов для выпрямления переменного тока . . . . .	44
3.6. Последовательное и параллельное соединение . . . . .	50
3.7. Импульсный режим . . . . .	51
3.8. Основные типы . . . . .	52
 <b>ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ . . . . .</b>	 <b>59</b>
4.1. Общие сведения . . . . .	—
4.2. Физические процессы . . . . .	60
4.3. Усиление с помощью транзистора . . . . .	65
4.4. Основные схемы включения . . . . .	67
4.5. Схемы питания и стабилизации режима . . . . .	71
4.6. Транзистор в усилительных каскадах и в генераторе . . . . .	74

<b>ГЛАВА ПЯТАЯ. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ . . . . .</b>	<b>76</b>
5.1. Характеристики . . . . .	—
5.2. Параметры и эквивалентные схемы . . . . .	82
<b>ГЛАВА ШЕСТАЯ. РАБОЧИЙ РЕЖИМ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ . . . . .</b>	<b>89</b>
6.1. Расчет рабочего режима . . . . .	—
6.2. Влияние температуры . . . . .	95
6.3. Частотные свойства . . . . .	97
6.4. Импульсный режим . . . . .	99
6.5. Преобразование частоты полупроводниковыми приборами . . . . .	101
6.6. Собственные шумы транзисторов и диодов . . . . .	105
6.7. Основные типы биполярных транзисторов . . . . .	108
<b>ГЛАВА СЕДЬМАЯ. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ . . . . .</b>	<b>114</b>
7.1. Полевые транзисторы с управляющим переходом . . . . .	—
7.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором . . . . .	120
<b>ГЛАВА ВОСЬМАЯ. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ . . . . .</b>	<b>123</b>
8.1. Тиристоры . . . . .	—
8.2. Туннельные диоды . . . . .	128
8.3. Полупроводниковые диоды для СВЧ . . . . .	133
8.4. Лавинно-пролетные диоды и диоды Ганна . . . . .	136
8.5. Приборы с гетерогенными переходами . . . . .	138
8.6. Однопереходный транзистор . . . . .	—
8.7. Полупроводниковые резисторы . . . . .	139
8.8. Приборы на аморфных полупроводниках . . . . .	140
8.9. Тензoeлектрические полупроводниковые приборы . . . . .	141
8.10. Термоэлектрические полупроводниковые приборы . . . . .	141
<b>ГЛАВА ДЕВЯТАЯ. МИКРОЭЛЕКТРОНИКА . . . . .</b>	<b>143</b>
9.1. Общие сведения . . . . .	—
9.2. Пленочные и гибридные интегральные схемы . . . . .	144
9.3. Полупроводниковые интегральные схемы . . . . .	147
9.4. Интегральные схемы на приборах с зарядовой связью и с инжекционным питанием . . . . .	159
9.5. Интегральные схемы для СВЧ . . . . .	161
9.6. Надежность интегральных схем . . . . .	163
<b>ГЛАВА ДЕСЯТАЯ. ПЬЕЗОЭЛЕКТРОНИКА И АКУСТОЭЛЕКТРОНИКА . . . . .</b>	<b>—</b>
10.1. Физические основы пьезоэлектроники . . . . .	—
10.2. Приборы пьезоэлектроники . . . . .	164
10.3. Физические основы акустоэлектроники . . . . .	166
10.4. Приборы акустоэлектроники . . . . .	167
<b>ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ. МАГНИТОЭЛЕКТРОНИКА . . . . .</b>	<b>169</b>
11.1. Гистерезисные магнитные элементы . . . . .	—
11.2. Цилиндрические магнитные домены . . . . .	171
11.3. Преобразователи Холла . . . . .	173
11.4. Магниторезисторы . . . . .	174
11.5. Магнитодиоды . . . . .	—
11.6. Магнитотранзисторы и магнитотиристоры . . . . .	175
<b>ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ. КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА . . . . .</b>	<b>176</b>
12.1. Физические основы . . . . .	—
12.2. Принцип работы лазера . . . . .	177
12.3. Свойства лазерного излучения . . . . .	178
12.4. Основные типы лазеров . . . . .	179
12.5. Применение лазерного излучения . . . . .	182
12.6. Мазеры . . . . .	183
12.7. Квантовые парамагнитные СВЧ-усилители . . . . .	184

<b>ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ. ОПТОЭЛЕКТРОНИКА . . . . .</b>	<b>186</b>
13.1. Общие сведения . . . . .	—
13.2. Фоторезисторы . . . . .	187
13.3. Фотодиоды . . . . .	188
13.4. Фотоэлементы . . . . .	189
13.5. Фототранзисторы . . . . .	191
13.6. Фототиристоры . . . . .	192
13.7. Светоизлучающие диоды . . . . .	194
13.8. Оптроны . . . . .	—
<b>ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ. КРИОЭЛЕКТРОНИКА, ХЕМОТРОНИКА, МОЛЕКУЛЯРНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА . . . . .</b>	<b>198</b>
14.1. Криоэлектроника . . . . .	—
14.2. Хемотроника . . . . .	200
14.3. Молекулярная электроника . . . . .	203
<b>РАЗДЕЛ ВТОРОЙ. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ . . . . .</b>	<b>206</b>
<b>ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ. ПРИНЦИП УСТРОЙСТВА И РАБОТЫ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ . . . . .</b>	<b>—</b>
15.1. Общие сведения, классификация . . . . .	—
15.2. Устройство и работа диода . . . . .	207
15.3. Устройство и работа триода . . . . .	209
15.4. Электронная эмиссия . . . . .	—
15.5. Термоэлектронные катоды . . . . .	211
15.6. Особенности устройства электронных ламп . . . . .	215
<b>ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ. ДВУХЭЛЕКТРОДНЫЕ ЛАМПЫ . . . . .</b>	<b>218</b>
16.1. Физические процессы . . . . .	—
16.2. Закон степени трех вторых . . . . .	220
16.3. Анодная характеристика . . . . .	—
16.4. Параметры . . . . .	221
16.5. Рабочий режим. Применение диода для выпрямления переменного тока . . . . .	222
16.6. Основные типы . . . . .	223
<b>ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ. ТРЕХЭЛЕКТРОДНЫЕ ЛАМПЫ . . . . .</b>	<b>224</b>
17.1. Физические процессы . . . . .	—
17.2. Токораспределение . . . . .	226
17.3. Действующее напряжение и закон степени трех вторых . . . . .	—
17.4. Характеристики . . . . .	227
17.5. Параметры . . . . .	230
<b>ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ. РАБОЧИЙ РЕЖИМ ТРИОДА . . . . .</b>	<b>235</b>
18.1. Особенности . . . . .	—
18.2. Усилительный каскад с триодом . . . . .	236
18.3. Параметры усилительного каскада . . . . .	240
18.4. Аналитический расчет и эквивалентные схемы усилительного каскада . . . . .	242
18.5. Графоаналитический расчет режима усиления . . . . .	244
18.6. Генератор с триодом . . . . .	247
18.7. Межэлектродные емкости . . . . .	—
18.8. Каскады с общей сеткой и общим анодом . . . . .	249
18.9. Недостатки триодов . . . . .	—
18.10. Основные типы приемно-усилительных триодов . . . . .	250
<b>ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ. МНОГОЭЛЕКТРОДНЫЕ И СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЛАМПЫ . . . . .</b>	<b>251</b>
19.1. Устройство и работа тетрода . . . . .	—
19.2. Устройство и работа пентода . . . . .	254
	351



19.3. Схемы включения тетродов и пентодов . . . . .	—
19.4. Характеристики тетродов и пентодов . . . . .	256
19.5. Параметры тетродов и пентодов . . . . .	257
19.6. Межэлектродные емкости тетродов и пентодов . . . . .	258
19.7. Устройство и работа лучевого тетрода . . . . .	259
19.8. Характеристики и параметры лучевого тетрода . . . . .	—
19.9. Рабочий режим тетродов и пентодов . . . . .	260
19.10. Пентоды переменной крутизны . . . . .	262
19.11. Краткие сведения о различных типах тетродов и пентодов . . . . .	—
19.12. Специальные лампы . . . . .	263
<b>ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВЫЕ ТРУБКИ . . . . .</b>	<b>264</b>
20.1. Общие сведения . . . . .	—
20.2. Электростатические электронно-лучевые трубки . . . . .	—
20.3. Магнитные электронно-лучевые трубки . . . . .	275
20.4. Люминесцентный экран . . . . .	278
20.5. Краткие сведения о различных электронно-лучевых трубках . . . . .	281
<b>ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ. ГАЗОРАЗРЯДНЫЕ И ИНДИКАТОРНЫЕ ПРИБОРЫ. . . . .</b>	<b>284</b>
21.1. Электрический разряд в газах . . . . .	—
21.2. Тлеющий разряд . . . . .	287
21.3. Стабилитроны . . . . .	291
21.4. Тиратроны тлеющего разряда . . . . .	295
21.5. Индикаторные приборы . . . . .	298
21.6. Дисплеи . . . . .	301
21.7. Краткие сведения о различных газоразрядных приборах . . . . .	303
<b>ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВТОРАЯ. ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ . . . . .</b>	<b>304</b>
22.1. Фотоэлектронная эмиссия . . . . .	—
22.2. Электровакуумные фотоэлементы . . . . .	305
22.3. Фотоэлектронные умножители . . . . .	307
<b>ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ТРЕТЬЯ. СОБСТВЕННЫЕ ШУМЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП . . . . .</b>	<b>308</b>
23.1. Причины собственных шумов . . . . .	—
23.2. Шумовые параметры . . . . .	309
<b>ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ЧЕТВЕРТАЯ. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП НА СВЧ . . . . .</b>	<b>311</b>
24.1. Межэлектродные емкости и индуктивности выводов . . . . .	—
24.2. Инерция электронов . . . . .	312
24.3. Наведенные токи в цепях электродов . . . . .	313
24.4. Входное сопротивление и потери энергии . . . . .	316
24.5. Импульсный режим . . . . .	320
24.6. Основные типы электронных ламп для СВЧ . . . . .	321
<b>ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЯТАЯ. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ СВЧ . . . . .</b>	<b>323</b>
25.1. Общие сведения . . . . .	—
25.2. Пролетный клистрон . . . . .	324
25.3. Отражательный клистрон . . . . .	328
25.4. Магнетрон . . . . .	331
25.5. Лампы бегущей и обратной волны . . . . .	337
25.6. Ампликтрон и карматрон . . . . .	342
<b>ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ШЕСТАЯ. НАДЕЖНОСТЬ И ИСПЫТАНИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ И ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ . . . . .</b>	<b>343</b>
26.1. Надежность и испытание полупроводниковых приборов . . . . .	—
26.2. Надежность и испытание электровакуумных приборов . . . . .	346
Список рекомендуемой литературы . . . . .	348